DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR

3

Dr. Putzmann

Kristalldioden und Transistoren

Der praktische Funkamateur • Band 3 • Kristalldioden und Transistoren

Dr. Horst Putzmann

Kristalldioden und Transistoren



VERLAG SPORT UND TECHNIK

Herausgegeben vom Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

Lizenz-Nr.: 545/14/58
II - 5 - 16 - 545/38/58 - 10 000 - 2712

INHALTSVERZEICHNIS

Einleitung

In der Nachrichtentechnik bezeichnet man Bau- und Schaltelemente mit richtungsabhängiger Stromleitung, die nicht als Gleichrichter zur Stromversorgung verwendet werden, üblicherweise mit dem Wort „Richtleiter". Hierzu gehört neben der Vakuum-Diode, die sich Jahrzehnte lang bis in das Gebiet der Ultra-Kurzwellen gut bewährt hat, auch der zu Beginn der Rundfunkepoche gebräuchliche und bekannte Kristalldetektor. Als die Vakuum-Diode zur Demodulation von Höchstfrequenzen (Radarwellen) nicht mehr ausreichte, mußte der in seinen Kennlinien günstigere Detektor hierzu herangezogen werden. Die federnd aufgesetzte Spitze und sein undefiniertes natürliches Kristallgefüge (meistens Kupferkies) bedingten kein zuverlässiges Bauelement, so daß man während des zweiten Weltkrieges dazu überging, aus den halbleitenden Elementen Germanium und Silizium künstliche Kristalle zu züchten. Bei den Arbeiten zur Verbesserung der Eigenschaften dieser künstlichen Halbleiter-Kristalle entdeckte man auch ihre Verstärkerwirkung.

Die nun auf diesem Gebiet verstärkt einsetzende physikalische Forschung hat viele technisch wertvolle Erkenntnisse erbracht, die dazu führten, daß heute die Halbleiterelemente mit gutem Recht einen bedeutenden Platz bei der Bestückung elektronischer Geräte einnehmen. Mit der Entdeckung des Transistors im Jahre 1948 begann somit ein neuer Abschnitt des Zeitalters der Elektronik, obgleich die Schwachstromtechnik schon seit der Erfindung des Radios durch neue Bauelemente im Kleinformat wie Widerstände, Kondensatoren und Spulen sowie Röhren auf neue Wege gelenkt wurde. Hierzu hat seit 1950 insbesondere der Transistor beigetragen, indem er viele Funktionen der althergebrachten Vakuum-Röhre übernommen und wegen seiner Kleinheit die Techniker veranlaßt hat, auch die

anderen Bauelemente mit noch geringenen Ausmaßen zu entwickeln, so daß sich hieraus eine neue Schaltungstechnik bilden konnte. Die neue Technik mit gedruckten und geätzten Schaltungen und eingesetzten Miniatur-Bauteilen beginnt jetzt, den trauten Irrgarten verlöteter Drähte zu verdrängen.

In größerem Zusammenhang betrachtet, läßt sich das Halbleitergebiet in die Festkörper-Physik eingliedern, die zu den Hauptarbeitsgebieten der gegenwärtigen physikalischen Forschung gehört. Um den Umfang der Halbleiter-Physik umfassend zu charakterisieren, ist es nötig, die folgenden nebeneinander bestehenden Bereiche aufzuzählen.

a) Die Ferrite. Sie bestehen aus Mischkristallen mit Spinell-Struktur und werden als magnetisch wirksames Material für die Kerne von Spulen und Übertragern verwandt. Gegenüber den Magnetpulverkernen besitzen sie wegen der höheren Permeabilität und des großen spezifischen Widerstandes gewisse Vorteile, so daß die Spulengüte steigt und nur geringe Wirbelstromverluste auftreten.

b) Die Werkstoffe, deren thermisches Verhalten ihres elektrischen Widerstandes in Regel- und anderen Stromkreisen zum Konstanthalten von elektrischen Spannungen und Strömen nutzbringend verwertet wird. Sie heißen Thermistore.

c) Die optisch-wirksamen Substanzen, die das umfangreiche Spezialgebiet der Luminophore für die Leuchtstofflampen (Raumbeleuchtung) und zur Herstellung von Leuchtschirmen für Katodenstrahlen in Oszillografen und Fernsehgeräten sowie für Röntgenstrahlen umfassen.

d) Die elektronischen Sperrschichthalbleiter, die sich in die beiden Gruppen der Kristalldioden zum Gleichrichten und Demodulieren und der Transistoren aus Kristallen zum Verstärken von elektrischen Größen aufteilen lassen. Ihr lichtelektrisches Verhalten bedingt ferner viele weitere Anwendungsmöglichkeiten in der Praxis.

Im Rahmen dieser Broschüre sollen nur die in der letzten Gruppe der oben aufgezählten Halbleiterelemente behandelt werden, um damit dem allgemeinen Interesse, das die Sperrschicht-Halbleiter wegen ihrer vielfältigen Verwendungsmög-

lichkeiten geweckt haben, entgegenzukommen. Die Kristalldioden und Transistoren finden auch bei den Amateurfunkern der Gesellschaft für Sport und Technik immer größere Anwendung, wie zahlreiche Veröffentlichungen in der Zeitschrift „funkamateur“ beweisen. Bevor wir die Dioden und Transistoren näher untersuchen, müssen wir uns erst noch mit den Vorgängen im Halbleiter befassen, deren allgemeine Darlegung wir nicht ohne weiteres als bekannt voraussetzen können, da letztere an vielen Stellen dieser Arbeit gebraucht wird.

Halbleiter

Zum vollen Verständnis der Wirkungsweise der Kristall-Dioden und Kristall-Verstärker ist es wichtig, vorerst grundlegende Erörterungen über die inneren physikalischen Vorgänge in den Halbleitern anzustellen. Mögen solche Betrachtungen zunächst auch als bekannt und elementar angesehen werden, so wird sich im Verlauf dieser Abhandlung bald zeigen, daß grundsätzliche Begriffsbestimmungen notwendig sind, um das umfangreiche und nicht einfache Gebiet der Halbleiter-Physik überblicken zu können. Hieran ist heute ein großer Kreis von Menschen stark interessiert. Sie finden jedoch über die atomistische Deutung der Halbleiter-Eigenschaften oft keine Klarheit. Unklarheit in den Begriffen führt aber zur Unschärfe im Denken. Um dies zu vermeiden, ist es zweckmäßig, bei der folgerichtigen Darlegung von den Leitern allgemeiner Art auszugehen, dann die Halb- und Nichtleiter unter Berücksichtigung des Schalenaufbaues der Atome, ihres Kristallgefüges und ihrer Energiebänder zu behandeln. Schließlich folgen die Eigenleiter und Störstellenleiter.

Leiter, Halbleiter, Nichtleiter

Über die Sperrschichteigenschaften von Kupferoxydul- und Selen-Zellen bestanden bei den Forschern so lange unterschiedliche Ansichten, bis sie fanden, daß außer vielen anderen Elementen auch Germanium und Silizium unter bestimmten Voraussetzungen als Sperrschicht-Halbleiter wirkten. Der strukturelle Aufbau ihrer Kristalle spielt dabei eine wesentliche Rolle. Die auch bei beiden Elementen vorhandene Lichtempfindlichkeit hat die physikalische Forschungsarbeit am Leitungsmechanismus der Halbleiter sehr erleichtert. Während man frühzeitig erkannte, daß es Substanzen mit unterschiedlicher Leitfähigkeit – Leiter, Halbleiter und Nichtleiter – gibt, und daß der Strom bei seinem freien Durchgang durch die Me-

talle gewissermaßen unterschiedlich gebremst wird, legte man diese Erkenntnisse im Ohm'schen Gesetz fest. Die Leitungsvorgänge unter Berücksichtigung der Elektronen konnten jedoch erst relativ spät beschrieben werden, denn man studierte zunächst die Erscheinungen in Flüssigkeiten und Gasen und übertrug diese Ergebnisse dann auf die Festkörper. Die anfänglichen Schwierigkeiten wegen des gleichzeitigen Transportes von elektrischer Ladung und Masse führten zur Entdeckung der Elektronen und Ionen, die es sodann ermöglichte, alle Leitfähigkeitsfragen von einer einheitlichen Warte aus zu klären. Die neuerdings bekannt gewordene weitere Art von elektrischen Leitern, die Halbleiter, lassen sich in ihrem Verhalten nur verstehen, wenn man eine klare Vorstellung über den Aufbau der Atome und die Struktur der Kristalle besitzt.

Schalenaufbau der Atome

Die Erfahrungen lehren, daß es Atome als einfache körperliche Gebilde nicht gibt, denn die moderne Atomphysik handelt weniger vom Wesen und Bau der Atome, als von den Vorgängen, die beim Beobachten der Atome wahrgenommen werden. Um auch der Anschaulichkeit zu genügen, hat man aus diesen Wahrnehmungen ein Atommodell geschaffen. Hiernach denkt man sich den positiv geladenen Kern im Mittelpunkt des Atoms von Elektronen umkreist. Die Ordnungszahl (Atomnummer) der Elemente wächst mit der Anzahl der nicht in gleichen Abständen um den Atomkern kreisenden Elektronen. Ein Elektron bildet, je nach seiner Entfernung vom Kern, mit einigen anderen Elektronen zusammen (also in Gruppen angeordnet) eine Elektronenhülle oder kugelähnliche Schale. Jede dieser Schalen kann nur eine Höchstzahl von Elektronen aufnehmen, die jeweils bei einem Edelgas ihren Abschluß findet. Dadurch ist die Kombination von 2, 8 oder 18 Elektronen eine besonders ausgezeichnete. Hier sind die Elektronenschalen vollständig besetzt und die Stabilität des Ganzen durch die abgeschlossenen Schalen gewährleistet. Da sich die Elektronen auf energetisch genau vorgeschriebenen Bahnen bewegen und keine Energie abgeben oder aufnehmen, wenn sie dieselbe Bahn beschreiben, spricht man von „Elektronenschalen" der Atome im Grundzustand. Eine Abgabe oder Aufnahme von Energie, und zwar

nur in ganz bestimmten Energiemengen (Quanten) erfolgt dann, wenn die Elektronen die Bahn wechseln. Wegen dieser quantenhaften Energiebeträge entstehen bei thermischer Anregung (also Erwärmung) nur bestimmte Spektrallinien. Die verschiedenen Energiestufen der Elektronen in einem Atom sind mit Treppenstufen (Quanten) vergleichbar und werden durch das sogen. „Termschema" des betreffenden Atoms dargestellt. Jedem Term entspricht eine mögliche Energiestufe des im Atom vorhandenen Elektrons. Elemente mit steigender Ordnungszahl enthalten immer mehr mögliche Energiestufen (Terme), die mit Elektronen besetzt sind. Jedes Element mit einer um eins höheren Ordnungszahl als die der Edelgase ist deshalb einwertig: Ein einzelnes Elektron (Valenzelektron) liegt in einer ungesättigten Schale. So sind je nach der chemischen Wertigkeit in der äußeren noch nicht abgesättigten Schale ein, zwei, drei usw. Valenzelektronen vorhanden. Bei kritischer Betrachtung erscheinen die Dinge wegen der verschiedenen Größe der Schalen nicht ganz so einfach. Silizium (14) und Germanium (32), die vorwiegend für die Herstellung von Sperrschichthalbleitern verwendet werden, stehen in der vierten Gruppe des Periodischen Systems. Sie sind vierwertig; in den äußeren, nicht aufgefüllten Schalen gibt es also vier Valenzelektronen. Beide, Germanium und Silizium, kristallisieren im Diamantgitter.

Kristallgefüge

Soeben wurden Energiestufen der Elektronen in A t o m e n behandelt. Die meisten Materialien sind aber bei Zimmertemperatur Festkörper, die sich also aus vielen Atomen desselben Stoffes in geometrischer Regelmäßigkeit neben-, über- und hintereinander zusammensetzen. Aus Germanium bzw. Silizium entsteht so ein Kristallgitter, in dem jedes Atom mit seinen vier Valenzelektronen vier weitere Germanium-Atome bindet und dadurch den Kristall als Ganzes fest zusammenhält. Es handelt sich hier um keine chemische Bindung, sondern um eine feldmäßige Absättigung von Ladungen. Gleichzeitig ändern sich innerhalb der Atome die Bindungen der Valenzelektronen zu ihren Atomkernen. Dies näher zu erklären, würde in diesem Rahmen zu weit führen. Im Kristallgefüge der H a l b l e i t e r bilden die Valenzelektronen sogenannte Elektronenpaare in

Form von homöopolaren Bindungen (s. Bild 1), die den elektrischen und physikalischen Charakter des Kristalls bestimmen, in dem jedes freie Valenzelektron an einem anderen Atom einen festen Halt findet. Die Valenzelektronen sind hier nicht frei beweglich, so daß der Begriff des Elektronengases in diesem Fall nicht gültig ist. Dagegen bewegen sich die zwischen

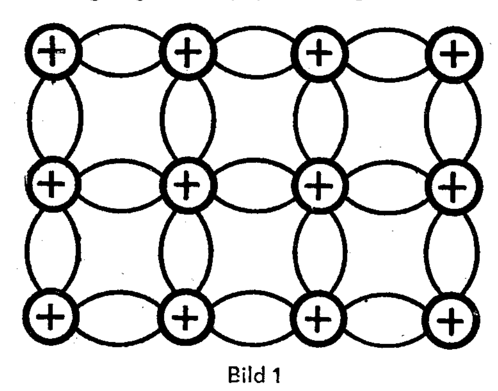


Bild 1

den Gitter-Ionen der Metalle befindlichen Valenzelektronen als Elektronengas relativ frei, weil hier keine homöopolare, sondern eine andere Art von Bindung vorliegt.

Energiebänder

Das für das einzelne Atom geltende Schalenmodell kann bei der Betrachtung eines Kristalls nicht vorbehaltlos übernommen werden. Denn, sobald die Atome in einem Kristallgitter angeordnet sind, also dicht beieinander liegen, wirken quantenmechanische Austauschkräfte zwischen ihren Elektronen. Letztere gehören dann zu keinem bestimmten Atomrumpf mehr, sondern bewegen sich vielmehr nach statistischen Gesetzen im Kraftfeld benachbarter Atomrümpfe. Hierdurch verbreitern sich die Schalen und werden so zu bandartigen Gebilden, kurz Bänder genannt, die abwechselnd in „erlaubte" und „verbotene" Zonen aufgeteilt sind. Energetisch betrachtet entstehen in den Kristallen durch Zusammenwirken vieler Atome aus ihren einzelnen Energiestufen sogen. „Energiebänder".

Man unterscheidet deren drei: Das Valenzband mit den Valenzelektronen, das darüberliegende leere Leitungsband und das zwischen beiden liegende Verbotsband für Elektronen. Kein Valenzelektron, das sich im Valenzband der Nichtleiter oder Halbleiter befindet, kann im Kristallinnern durch ein elektrisches Feld bewegt werden. Erst durch Energiezufuhr (Wärme) gelangen die freien Elektronen in das darüberliegende Leitungsband. Die Höhe der Energiezufuhr, die nötig ist, um das Potentialgefälle des zu durchlaufenden verbotenen Bereiches zu überwinden, wird in Volt ($\triangle$ U) ausgedrückt. $\triangle$ U ist maßgebend für die elektrischen Eigenschaften des betreffenden Stoffes (siehe Bild 2).

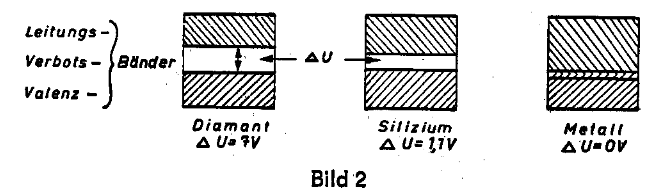


Bild 2

Eigenhalbleiter

Die Anregungsspannung $\triangle$ U überschreitet bei den Nichtleitern den Wert von zwei Volt, so daß bei normalen Temperaturen keine Elektronen vom Valenzband in das nicht besetzte Leitungsband gehoben werden können, wo sie sich unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes bewegen würden.

Bei den Halbleitern genügt nur eine geringe Menge an kinetischer (thermischer) Energie zur Überführung der Elektronen in das leere Leitungsband, da hier das verbotene Band relativ schmal ist ($\triangle$ U $<$ 2 V), so daß schon bei Zimmertemperatur eine beachtliche Eigenleitung entsteht. Jeder Halbleiter wird beim absoluten Nullpunkt zu einem Isolator, weil dort alle Elektronen gewissermaßen eingefroren sind und sich nicht mehr frei im Kristallgitter bewegen können. Dies ändert sich jedoch bei Energiezufuhr infolge Lockerung der Bindungen. Die so frei gewordenen Elektronen wechseln nun den Platz und erheben sich aus dem besetzten Valenzband. Dort hinterlassen sie Elektronenlöcher – kurz Löcher genannt – also Stellen,

aus denen es in dem Bindungssystem an Elektronen mangelt, wodurch die Bezeichnung Mangel- oder Defektelektron entstanden ist. Diese Defektelektronen nehmen ebenfalls an der Stromleitung teil und zwar wegen ihrer positiven Ladungen in entgegengesetzter Richtung zu derjenigen, die als Wanderungsrichtung für die Elektronen gilt. Auch die Fortbewegung beider Ladungsträger auf beiden Bändern ist unterschiedlich. Während sich die negativen Elektronen auf dem Leitungsband bewegen, benutzen die positiven Löcher das Valenzband. Bei den letzteren geschieht dies jedoch nur scheinbar, nämlich dadurch, daß ein Valenzelektron einer benachbarten Bindung in ein Loch springt und so die entstandene Lücke neutralisiert. Dafür hinterläßt es aber an der Stelle, von der es kommt, ein neues Loch. Der Begriff der Löcherbewegung wurde geschaffen, weil diese besser zu übersehen ist als die Bewegung der springenden Elektronen.

Bekanntlich sinkt bei einem heißen metallischen Leiter sein spezifischer Leitwert. Die Leiter besitzen ein sogenanntes Ionengitter, für das der Begriff des Elektronengases gilt. Sie halten deshalb immer eine Vielzahl von Elektronen für den Elektrizitätstransport bereit. Eine Anregungsspannung braucht nicht aufgeboten zu werden, da sich hier die Valenz- und Leitungsbänder überlappen, bzw. ein vollbesetztes Band unmittelbar an ein unbesetztes Band angrenzt. Eine Vergrößerung des Widerstandes mit wechselnder Temperatur wird durch die thermischen Gitterschwingungen der Atome verursacht, die die Elektronen am freien Durchgang hindern.

Im Gegensatz hierzu nimmt bei den Halbleitern die Beweglichkeit der Elektronen mit steigender Temperatur zu. Die Eigenleitfähigkeit der Halbleiter vergrößert sich, weil jetzt mehr Elektronen in das Leitungsband übergehen. Charakteristisch für die Halbleiter ist die Tatsache, daß hier neben den Elektronen die Defektelektronen — also 2 Ladungsträger — das Fließen eines elektrischen Stromes ermöglichen. Hierbei ist ferner noch zu erwähnen, daß eine Wiedervereinigung (Rekombination) der Elektronen mit den Löchern wohl stattfindet, jedoch nicht sehr schnell. Dieser Leitungsmechanismus bei den Eigenhalbleitern setzt allerdings voraus, daß die Temperatur nicht zu niedrig ist und das Halbleitermaterial in extrem hoher

Reinheit vorliegt. Die Herstellung reiner Germaniumkristalle ist durch verschiedene Reinigungsverfahren so weit vorangetrieben, daß weniger als ein Atom Verunreinigung auf 10^9 bis 10^{10} Germanium-Atome kommen.

Störstellenhalbleiter

Die soeben geschilderten physikalischen Zusammenhänge beziehen sich auf den Eigenhalbleiter mit idealem Kristallgitter, d. h. alle in geometrischer Regelmäßigkeit aufgebauten Gitterplätze müssen mit gleichen Atomen ausgefüllt, Fremdatome dürfen nicht vorhanden sein. Wenn nun in dem Gitter einige Stellen (Fehlstellen, Gitterfehler) leer oder Verunreinigungen (1 Fremdatom auf 10^6 Atome des Grundstoffes) in das Silizium oder Germanium, statistisch verteilt, eingelagert sind, entsteht ein anderer Typ von Halbleitern, der sogen. „Störstellen-Halbleiter". Im Bändermodell bilden die Gitterleerstellen sowie eingelagerte Fremdatome zusätzliche schmale Energie-Niveaus oder Störterme, die innerhalb der verbotenen Zone an zwei Schichten gebunden sind. Die eine von diesen Schichten liegt

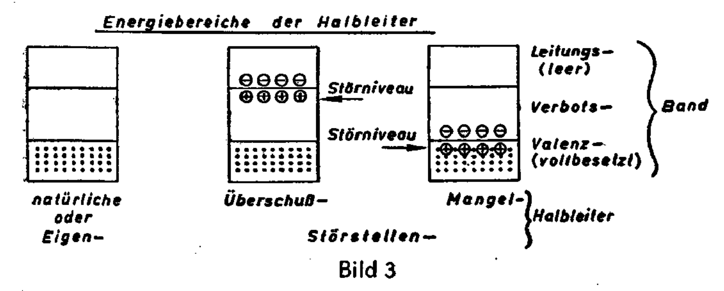


Bild 3

dicht oberhalb des obersten Valenzbandes, die andere dicht unter dem Leitungsband (s. Bild 3). Wir müssen also zwischen 2 Typen von Störstellenhalbleitern unterscheiden.

Überschußhalbleiter (n-Leiter)

Betrachten wir zunächst den Typ, bei dem die Fremdatome energetisch gesehen nur geringen Abstand vom Leitungsband besitzen. Die Herstellung vollzieht sich so, daß man in der Schmelze dem hochgereinigten Germanium (Reinheits-

grad 10^9:1) vor der Kristallzüchtung beispielsweise geringe Spuren Antimon mit 5 Valenzelektronen zufügt. Diesen Vorgang nennt man Dotieren oder Dopen. Da das Germanium aber nur 4 Valenzelektronen zur elektrischen Verbindung liefern kann, bleibt vom Antimon 1 Elektron ungesättigt, das unter dem Einfluß der thermischen Gitterschwingungen des Kristalls abgespalten wird. Es steht als Überschußelektron für die Elektrizitätsleitung bereit. Diese Art der Leitung heißt Überschußleitung. Enge Nachbarschaft zum leeren Leitungsband und die hohe Dielektrizitätskonstante bedingt ein kleines Δ U, so daß geringe Energie einzelne freie Elektronen zum Überspringen in das Leitungsband veranlaßt, während die positiv geladenen Donatorenreste (Ionen) auf dem Störniveau unbeweglich zurückbleiben. Während das 5. Elektron in der Kälte sehr fest an das Antimon gebunden bleibt, liegt jedes Antimonatom schon bei Zimmertemperatur als Ion vor und hat dieses 5. Elektron bereits abgegeben. Das Antimonatom wirkt also im Germanium als Elektronenspender oder Donator. Das entstehende Germanium ist dabei negativ-leitend geworden, weil die gelieferten beweglichen Ladungsträger negativ sind (n-Typ).

Mangelhalbleiter (p-Leiter)

Der andere Typ von Störstellenhalbleitern entsteht durch Zugabe von z. B. Gallium oder Indium als Fremdatom ins Germanium-Kristall. Das Störniveau des neutralen dreiwertigen Gallium-Atoms befindet sich dicht über dem obersten Valenzband. Da allen 3-wertigen Atomen gegenüber dem 4-wertigen Germanium oder Silizium ein Elektron zur Bindung fehlt – es also an Elektronen mangelt – spricht man hier von Mangelleitung bzw. von Mangelelektronen. Dieses fehlende Elektron übernimmt das Galliumatom bei seinem Einbau in das Germanium-Gitter vom 4-wertigen Germanium und wird dabei zu einem negativen Ion, das als unbewegliche Stelle im Störniveau verbleibt. Wegen der Aufnahme von Elektronen, deren benötigte Energie bei dem kleinen Δ U gering ist, wirkt das Fremdatom infolge des bei ihm vorhandenen Loches als Haftstelle für Elektronen und heißt deshalb Elektronenfänger oder Akzeptor. Durch dieses Loch im Germanium – eine

Leerstelle mit positiver Ladung – ist das Valenzband also nicht mehr voll besetzt, so daß andere Elektronen nachrücken können, wodurch eine Löcherbewegung entsteht. Durch das Valenzband fließt ein Defektelektronen-Strom, der sich in seiner Bewegungsrichtung so verhält, als handle es sich um positive Ladungsträger. Das so gedopte Germanium nennt man daher p-Germanium (p-Typ).

Temperatureinfluß auf Eigen- und Störstellenleiter

Die Eigen-, Überschuß- und Mangelleitung wurde in den vorigen Abschnitten begrifflich erklärt. Aus der Darstellung ihrer Energiebereiche mit den Störniveaus in der verbotenen Zone geht hervor, daß bei Temperaturzunahme zuerst die Störstellenleitung im verunreinigten Halbleiter einsetzt, weil die Abstände zwischen den Störniveaulinien und dem Valenzband bzw. Leitungsband klein sind im Verhältnis zu der gesamten Breite der verbotenen Zone. Hier kann das Δ U bis zu zwei Volt betragen und von den Valenzelektronen nur bei höherer Tem-

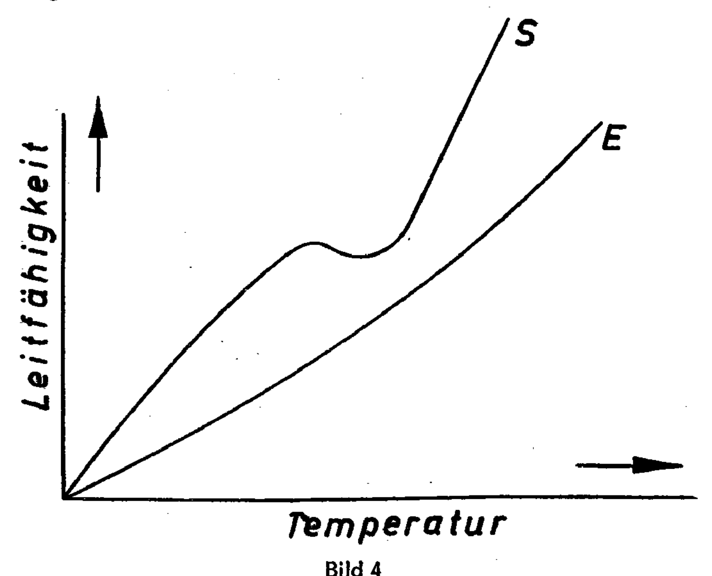


Bild 4

peratur überwunden werden. Erst dann tritt die Eigenleitung auf. Die grafische Darstellung auf Bild 4 zeigt in der E-Kurve die stetige Zunahme der Leitfähigkeit mit steigender Temperatur bei den natürlichen Halbleitern und in der S-Linie das Entsprechende bei einem Störstellenleiter. Auch hier nimmt die Leitfähigkeit bis zu einer bestimmten Temperatur so lange zu, bis der Vorrat an Akzeptoren und Donatoren verbraucht ist. In diesem Bereich zeigt die S-Linie zuweilen fallende Tendenz, was einem metallischen Verhalten des Halbleiters ähnelt. Schließlich überwiegt bei weiterer Temperatursteigerung die Eigenleitung, die beim Germanium früher als beim Silizium einsetzt.

Kristall-Gleichrichter (Dioden)

Das vorige Kapitel hat einen Einblick in die atomaren Vorgänge beim Halbleiter gegeben. Vom Schalenaufbau der Atome sind wir über das Bändermodell der Kristalle zu den Valenz-, Stör- und Leitungstermen mit der verbotenen Zone vorgedrungen. Sowohl negative Elektronen als auch positive Löcher tragen zur Leitfähigkeit im Halbleiter bei. Wir wollen festhalten, daß bei der Eigenleitung durch Zufuhr von Energie (Wärme, Strahlung) Elektronen aus ihrer Bindung ausbrechen und damit gleichzeitig ein Loch reißen und daß die Störstellenleitung durch Zugabe von sogenannten Donatoren oder Akzeptoren zu den hochreinen Halbleitern entstehen. Wir haben gesehen, die so gedopten Grundstoffe (Si oder Ge) können ein n-Typ oder ein p-Typ sein, je nachdem wir 5-wertige oder 3-wertige Fremdatome einbringen. Eine gleichzeitige Verunreinigung mit Donatoren und Akzeptoren kann auch vorkommen, ist aber unerwünscht, da sich beide Störstellenerzeuger in ihrer Wirkung aufheben, indem die Akzeptoren die von den Donatoren frei gemachten Überschußelektronen einfangen. Bei einer solchen Mischung bestimmt die im Überschuß vorhandene Störstellenart den Leitungstyp. Um den n-Typ eines unbekannten gedopten Kristalles vom p-Typ zu unterscheiden, legt man eine Wechselspannung an das Kristall und bestimmt die Richtung des entstehenden Gleichstroms mit Hilfe einer aufgesetzten Metallspitze. Beim n-Typ wird die Spitze positiv, so daß die Elektronen zu ihr hinfließen.

Diese Vorgänge im Störstellenhalbleiter gelten nur für die Verhältnisse in seinem Inneren. Hier spielt sich aber der uns interessierende Ablauf der Gleichrichtung und Verstärkung nicht ab. Vielmehr bildet sich dieser Effekt an der Halbleitergrenz-

schicht aus, die zwischen Metall–Halbleiter oder Halbleiter–Halbleiter liegt. Die Grenzschicht- oder Sperrschichthalbleiter werden in zwei Konstruktionsarten hergestellt, nämlich als Punkt- oder als Flächen-Kristalloden (s. Bild 5).

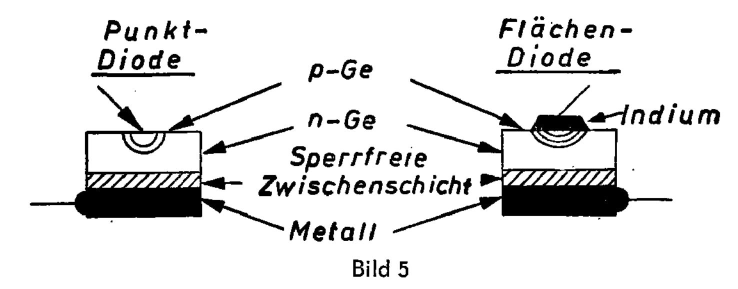


Bild 5

Punkt-(Spitzen-)Dioden

Die Germaniumdiode mit Metallspitzenkontakt knüpft an die Anfänge des Rundfunkempfanges an. Sie ist in verbesserter Form als hochentwickelter Detektor im Bereich der Ultra-Kurzwellen an die Stelle des Röhrengleichrichters getreten, weil sie vor allem wegen ihrer geringen Raumladungswirkung für die hohen Frequenzen prädestiniert ist. Im Laufe der Entwicklung hat man zuerst recht zuverlässige und stabil arbeitende Silizium-Detektoren in großer Stückzahl hergestellt. Dann erkannte man im Ausland die technologischen Vorteile des Germaniums als Halbleitermaterial gegenüber dem Silizium und bevorzugte Germanium als Halbleitergrundlage. Der abermalige Übergang zum Silizium ist dadurch zu erklären, daß man in der neuesten Zeit gelernt hat, auch die Reinstdarstellung des höherschmelzenden Siliziums technisch zu beherrschen.
Das in der Zonenziehschmelze gereinigte Germanium wird zu einem Einkristall gezogen, wobei sogleich die Dotierung bzw. Dopung mit den Fremdatomen zu einem p- oder n-leitenden Germaniumkristall erfolgt. Dieses Stück schneidet man anschließend in Scheiben, die schließlich poliert und geätzt werden. Der sodann aufgesetzte Draht aus Wolfram, Phosphorbronze, Molybdän oder Platin-Iridium bildet mit seiner dünnen Nadelspitze als Kontakt die Möglichkeit zur Erzeugung einer Sperr-

schicht. Von der Kontaktspitze aus diffundieren die Ladungsträger in das kristalline Medium. Für diesen Diffusionsvorgang ist die Diffusionskonstante $D = \frac{\varepsilon}{2} \cdot V_\tau = \frac{\varepsilon^2}{2\tau} \left[\frac{cm^2}{s}\right]$ kennzeichnend, wobei ε = Ladung des Elektrons,

τ = Zeit für freie Weglänge und $V_\tau = \frac{\varepsilon}{\tau}$ bedeutet.

Diffusions-Konstanten

	Elektronen	Löcher
Ge	93	43
Si	65	30

Damit die Spitzen-Dioden zu Richtleitern werden, müssen sie durch einen kurzen Stromstoß über die Elektroden formiert werden. Infolge der Erwärmung schmilzt unter der Spitze etwas Germanium fort, so daß sich der Kristall am Kontakt ganz wenig verformt. Die Nadel paßt sich den Unebenheiten des Kristalls an bzw. es bildet sich ein kegelförmiges Loch für die feste Lagerung der Spitze. Zuweilen verbessert ein Anstrich mit Speziallack, der hauptsächlich als Schutz wirken soll, ihre Lagerung. Man erhält auf diese Weise einigermaßen mechanisch und elektrisch stabile Kristall-Dioden. Eine Glas- oder Keramikhülle schließt das Ganze gegen die Außenwelt hermetisch ab. Bei der Formierung entsteht zugleich durch die Zugabe einer kleinen Pille von z. B. Indium in der unmittelbaren Umgebung der Spitze eine dünne Schicht aus anderspoligem Germanium als der Grundstoff. So wird im Innern des Germaniums die für die Gleichrichtung notwendige wirksame pn-Grenzschicht geschaffen, und die S-förmig gebogene Nadel nimmt nur noch den Strom ab. Versieht man die Dioden mit einem Golddraht, so sinken die Durchlaßwiderstände auf extrem kleine Werte. Solche Golddrahtdioden eignen sich deshalb vorzüglich als elektronische Schalter. Ganz allgemein läßt sich bei einem Vergleich zwischen einer Röhrendiode und einer Kristalldiode sagen, daß die Kennlinie der letzteren in der Nähe des Nullpunktes stärker gekrümmt und deshalb auch zur Gleichrichtung

kleiner Wechselspannungen geeignet ist. Die Punkt-Dioden sind vor allem wegen ihrer geringen Kapazität von weniger als 1 pF bis ins Radarwellengebiet mit relativ gutem Wirkungsgrad brauchbar.

Demgegenüber lassen sich einige Nachteile aufzählen, die die Flächengleichrichter nicht besitzen. Es ist wohl verständlich, daß die Fertigung der Punkt-Dioden, deren Nadelspitzen nur einen Durchmesser von einigen μ haben, ziemliche Schwierigkeiten bereitet. Diese dünnen Nadelspitzen verursachen ein hohes Eigenrauschen und lassen mit Rücksicht auf die schädliche Erwärmung an dieser Stelle nur kleine Durchlaßströme zu. Ferner liegen die Werte für die Sperrspannungen und Sperrwiderstände um ein Mehrfaches tiefer als bei den Flächen-Dioden. Aus allen diesen Gründen hat man sich in steigendem Maße der Entwicklung und Herstellung von Flächen-Dioden zugewandt. Sie nehmen nun schon seit einiger Zeit eine gewisse Vorrangstellung ein und es erscheint deshalb angebracht, die Wirkungsweise der Kristalldioden-Gleichrichtung in dem Abschnitt über die wichtigeren Flächenkristalldioden zu schildern.

Flächendioden

In der modernen Technik der Sperrschichthalbleiter hat der Flächenkontakt-Gleichrichter aus Germanium oder Silizium vor den Bauelementen mit gleichen oder ähnlichen Funktionen die größte Bedeutung. Dies ist darauf zurückzuführen, daß er neben einfachem konstruktivem Aufbau günstige elektrische Eigenschaften (hohe Sperrspannungen und -widerstände) besitzt. Wie die Ventilwirkung in einer Röhrendiode entsteht, kann man leicht an dem nur in einer Richtung von der Katode zur Anode fließenden Elektronenstrom erkennen. Wesentlich weniger durchsichtig scheinen die Vorgänge zu sein, die sich bei der Gleichrichtung von Wechselströmen in einem Halbleiter-Kristall abspielen. Da dies nur mit Störstellenleitern geht und zwar nur dann, wenn ein n-Gebiet und ein p-Gebiet einander berühren, sind sowohl Elektronen als auch Löcher am Ladungstransport beteiligt. Wegen des Vorhandenseins zweier Arten von Stromträgern läßt sich der Leitungsmechanismus und die Wirkungsweise einer solchen Sperrschicht nicht ganz so einfach wie bei einer Vakuumdiode übersehen. Eine Deutung ist aber wichtig,

um den Kristallgleichrichter und auch den Kristallverstärker verstehen zu können.

Die bisher in Netzgeräten zur Erzeugung von Gleichströmen verwendeten Gleichrichter mit Selen oder Kupferoxydul sind Halbleiter mit je einem Metall an beiden Enden. Da die Berührungsstelle Halbleiter-Metall die Sperrschicht bildet, diese aber nur einmal vorhanden sein darf, muß der andere Kontakt so beschaffen sein, daß hier keine Sperrschicht entsteht. Durch die Fertigung von Flächengleichrichtern mit Germanium und Silizium waren Sperrschichten im Innern eines Halbleiter-Einkristalls ohne Mithilfe eines Metalls entstanden. Die jetzt nur zur Stromabnahme dienenden Metallelektroden müssen deshalb sperrschichtfrei angebracht sein.

Herstellung

Die Herstellung der Grenzschicht zwischen zwei gegenpoligen Halbleiter-Kristallen geschieht durch Eintauchen eines kleinen Einkristallkeimes aus reinstem Germanium oder Silizium in eine Schmelze aus gleichem Material von etwa 1000° C, das aber mit Antimon gedopt ist. Bei langsamen Herausziehen des Kristalls, kristallisiert das Schmelzmaterial (n-Typ) bei gleichzeitigem Erstarren an diesen kleinen festen Keim an. Der Anteil der beigemengten Störatome läßt sich am besten längs einer Würfelkante des gedopten Einkristalls verdeutlichen. Es erscheint immer ein Störatom z. B. Antimon nach 165 in linearem Abstand liegenden Germaniumatomen. Dann fügt man der Schmelze Indium zu, so daß die positiven Störstellen überwiegen und sich die Schmelze zum p-Typ umwandelt. Beim weiteren Vorgang des Ziehens an dem eingetauchten Kristall wächst nun an die n-Zone eine andere vom p-Typ an, ohne daß die Kristallstruktur verändert wird. Es entsteht ein schroffer np-Übergang (np-junction) an der Stelle, wo die zwei Schichten unmittelbar aneinander grenzen und großflächig zu einander liegen. Die Grenzzone schrumpft zu einer fast zweidimensionalen Schicht von einigen μ Stärke zusammen, auf deren Verhalten die Wirkungsweise des Gleichrichtereffekts beruht.

Bei dem anderen Verfahren zur Herstellung von Flächengleichrichtern durch Legierung wird so gearbeitet, daß der mit Antimon gedopte Einkristall in Scheiben und Plättchen geschnit-

ten sowie mit einer kleinen Indiumpille versehen wird. Die Grenzschicht entsteht hier in dem mit gereinigtem Wasserstoff gefüllten Schmelzofen durch einen Legierungsvorgang.

Neutrale pn-Kristalle

Die pn-Verbindung nach Bild 6 a ist links p-leitend (Löcher), während auf der rechten Seite ein n-Gebiet liegt (Elektronen). Nach außen hin besteht Neutralität, da Ladungsgleichgewicht

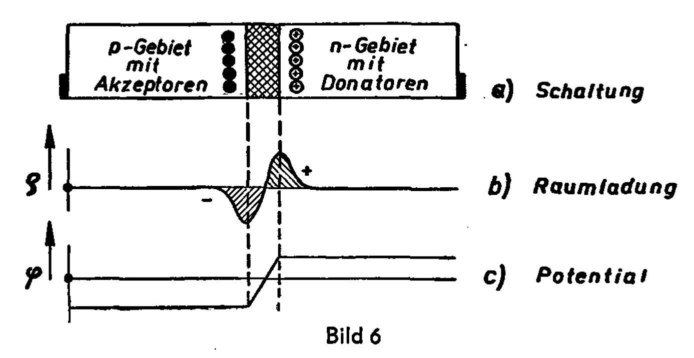


Bild 6

wegen gleicher Konzentration der Stromträger beider Teile herrscht. An der Grenzschicht ist aber die Quasineutralität gestört und kein Ladungsgleichgewicht vorhanden, weil durch die thermische Bewegungsenergie Löcher aus dem p-Germanium nach rechts ins n-Gebiet und umgekehrt Elektronen aus dem n-Germanium nach links ins p-Gebiet hin diffundieren. Dabei entsteht links ein Überschuß an negativer Ladung als Folge der aus dem n-Gebiet zugewanderten Elektronen, vermehrt um die negativ geladenen Akzeptoren, die die abgewanderten Löcher hinterlassen haben. Dies ergibt eine negative Raumladung auf der linken Seite. Als Gegenstück bildet sich auf der rechten Seite eine entsprechende positive Raumladung, weil hier die positiven Donatoren-Reste und die zugewanderten Defektelektronen lagern (s. Bild 6 b). Der Vorgang der gegenseitigen Diffusion geht nur, solange die thermische Energie der Elektronen und Löcher ausreicht, um die wachsenden Raumladungsvorräte zu übersteigen. Eine solche Ladungsverteilung

schafft eine Potentialdifferenz bzw. ein Potentialgefälle, wie Bild 6 c zeigt. Zwischen diesem Potentialsprung und der wirkenden Diffusion stellt sich sehr schnell ein Gleichgewicht ein. Hier spielt ferner die Rekombination, d. h. die Wiedervereinigung der Elektronen mit den Löchern eine Rolle, so daß keine freien Elektronen vorhanden sind, also kein Strom zwischen dem p-Teil und dem n-Teil des Germaniums fließen kann.

pn-Gleichrichtung

Um eine anschauliche Vorstellung von der Gleichrichterwirkung zu erhalten, schließen wir an die beiden Enden der pn-Diode eine niedrigere Gleichspannung zweimal nacheinander mit verschiedener Polung an. Der neutrale Fall ohne Spannungsanschluß ist noch einmal auf Bild 7b dargestellt. Er entspricht dem Nullpunkt der UJ-Kennlinie von Bild 7d. Wir legen an das p-Gebiet den negativen und an das n-Gebiet den positi-

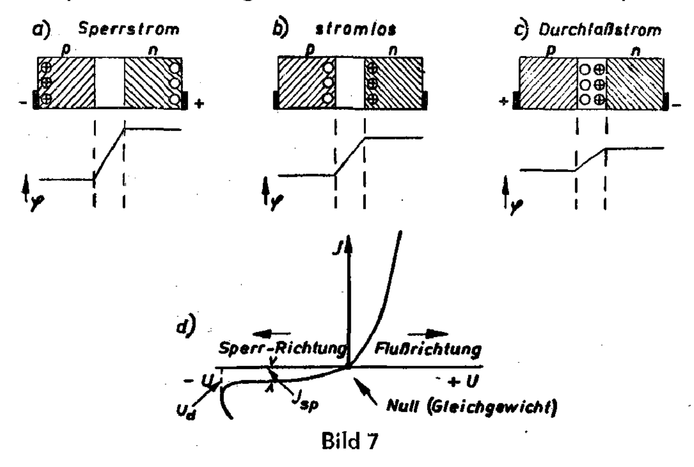


Bild 7

ven Pol einer schwachen Spannungsquelle. Es erhöht sich dann an der Grenzschicht des Kristalls die Potentialstufe um den Betrag der angelegten Spannung (s. Bild 7a). Dadurch wandern die Löcher ins p-Gebiet nach links, die Elektronen ins n-Gebiet nach rechts. Beide, die Löcher und die Elektronen haben sich jetzt so weit von der Grenzschicht entfernt, daß

keine Diffusion von dem einen in das andere Gebiet mehr möglich ist. Die Grenzschicht verarmt an Ladungsträgern, sie läßt praktisch keinen Strom durch und wird so zur „Sperrschicht". Wenn dennoch ein kleiner Sperrstrom von Elektronen in Richtung vom p-Gebiet zum n-Gebiet und von Löchern in umgekehrter Richtung fließt, so liegt dies daran, daß der Idealfall reiner p- oder n-Leitung in beiden Bereichen überhaupt nicht vorkommt. Hieran sind die Thermokräfte schuld. Sie lassen dauernd Trägerpaare in beiden Bereichen entstehen und verursachen dadurch die Eigenleitung des Kristalls, so daß bei erhöhter Temperatur des Gleichrichters sein Sperrwiderstand sinkt und der Strom in Sperrichtung größer wird. Bei Trägerpaarbildung sind daher im p-Gebiet stets auch Elektronen und im n-Gebiet gleichfalls immer Defektelektronen vorhanden. Da es sich hier um Elektronen aus dem p-Gebiet und um Defektelektronen aus dem n-Gebiet handelt, brauchen sie die oben erklärte Potentialstufe nicht zu übersteigen. Alle Ladungsträger werden bereits bei geringen Spannungen von einigen Zehntel Volt erfaßt. Weil sie in der Minderzahl vorhanden sind, heißen sie „Minoritätsträger". Sie stellen den Sperrstrom dar, der gegenüber dem nun zu behandelnden Durchlaß- oder Flußstrom nur klein ist.
Eine Umpolung der Gleichspannung nach Bild 7c bedeutet, daß jetzt der positive Pol am linken p-Bezirk und der negative Pol am rechten n-Bezirk liegt und sich die Potentialstufe in der Grenzschicht um die äußere Spannung vermindert. Die hochohmige Grenzschicht wird von beiden Seiten mit beiderlei Ladungsträgern überschwemmt und daher gut leitend. Je höher die Spannung U zwischen den Bezirken ist, um so mehr Ladungsträger wechseln von einem Bezirk in den anderen über, und um so rascher steigt der Durchlaßstrom J exponentiell nach der Formel

$$J = J_s\left(e^{\frac{\varepsilon U}{kT}} - 1\right)$$

J_s = Sättigungsstrom in Sperrichtung
ε = Elementarladung
k = Boltzmannkonstante
T = absol. Temperatur

an. Dieses Anwachsen hängt mit der durch die Rekombination der Löcher mit den Elektronen zusammen, denn an der Grenz-

schicht rekombinieren bei geringer Betriebsspannung viele Ladungsträger: der Strom ist klein. Mit steigender Spannung wird die Rekombination schwächer, weil jetzt viele Elektronen und Löcher durch die Grenzschicht hindurchlaufen. Der Strom folgt dem Verlauf obiger e-Funktion, die auch für den Anlaufstrom der Glühkatodenröhre gilt. Nach Überschreiten der Grenzschicht wandern die Ladungsträger normal weiter, indem sie von den Elektroden angesaugt werden.

Verwendung

Solange noch nicht bekannt war, daß sich das Silizium und das Germanium als Grundstoff für die Herstellung von Sperrschicht-Halbleitern eignet, hat man als Gleichrichter dünne Schichten von Kupferoxydul auf Kupfer als Unterlage oder Selen benutzt, das auf ein Trägermetall aus Kupfer, Messing, Aluminium oder Eisen aufgedampft wird. Die technische Überlegenheit der Kristalldioden aus Germanium gegenüber solchen Dioden aus Cu_2O oder Se läßt sich eindeutig an den Kennlinien von Bild 8

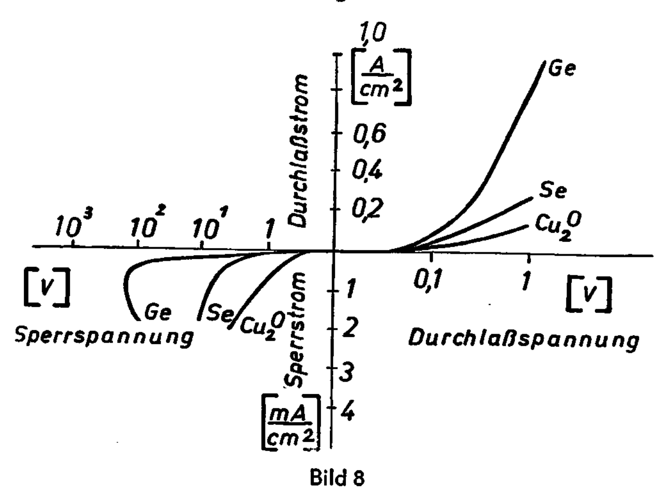


Bild 8

ablesen. Beim Germanium fließt nur ein kleiner Sperrstrom bei hoher Sperrspannung und ein großer Flußstrom bei kleiner

Durchlaßspannung. Man kann dieses Verhalten auch mittels des Sperrwiderstandes R_s und des Durchlaßwiderstandes r_d darstellen. Das Verhältnis von R_s zu r_d wird mit Gütegrad bezeichnet.

Ersatzschaltbild

Zur besseren Einsicht in die Vorgänge an einem Gleichrichter ziehen wir sein Ersatzschaltbild heran. In dieser Art der Darstellung zeigt Bild 9 die Sperrschicht einer Diode in Sperrich-

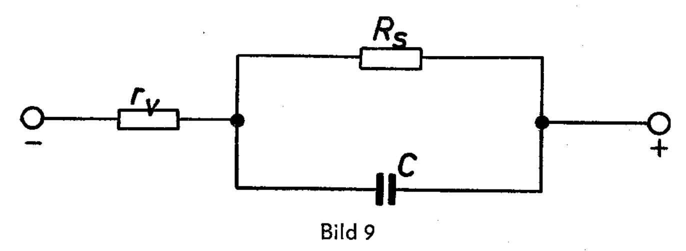


Bild 9

tung. In der Flußrichtung wird der Sperrwiderstand R_s durch den 10 bis 1000 mal kleineren Durchlaßwiderstand r_d ersetzt. Er liegt in der Größenordnung von einigen 100 Ohm. Der Vorwiderstand R_v ist noch kleiner. Dieser Vorwiderstand in Reihe mit dem Sperrwiderstand R_s beschreibt das Verhalten des Gleichrichters unterhalb einer bestimmten Kreisfrequenz ω_0 recht gut. Unterhalb dieser Kreisfrequenz bleibt bei allen Betrachtungen über das Sperren und Durchlassen von Strömen der Blindwiderstand $\frac{1}{\omega_0 C}$ des Kondensators hochohmig gegenüber dem Parallelwiderstand R_s. Erst mit steigender Frequenz beginnt er allmählich zu wirken. Wenn $\frac{1}{\omega_0 C}$ ebenso groß wie R_s, d. h. $R_s \cdot \omega_0 \cdot C = 1$ ist, liegt ein Grenzfall vor. Die hierzu gehörige Grenzfrequenz $f_o = \frac{\omega_0}{2\pi}$ des Gleichrichters läßt sich dann berechnen. Sie liegt bei Gleichrichtern herkömmlicher Art aus kleinen Scheibchen mit Selen etwa bei 1 kHz und mit Kupferoxydul bei 8 kHz. Mit Kristallgleichrichtern auf Ge- oder Si-Basis erzielt man höhere Grenzfrequenzen, die

bei Ge-Gleichrichtern der Typenreihe OY·· 30 bis 50 kHz und bei Ge-Dioden der Reihe OA6·· für die Rundfunk- und Fernmeldetechnik 150 kHz bis 11 MHz erreichen. Für das Dezimeter-Gebiet gibt es Richtdioden aus Germanium der Reihe OA8·· bis 1500 MHz und solche aus Silizium der Reihe OA5·· bis über 3000 MHz hinaus (VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow b. Berlin).

Schließlich wirkt beim Gleichrichter weit oberhalb von ω_0 nur noch seine Kapazität C in Reihe mit dem Vorwiderstand R_v so daß die Richtwirkung aufhört.

Spezielles

Je nach Form, Flächengröße und Modifikation der Sperrschicht verschiebt sich die Grenzfrequenz f_0 der Germanium-Dioden über 10 MHz hinaus, so daß man ausgesuchte Diodenpaare zur Demodulation der Zwischenfrequenz in Video-, Ratiodetektor- und Diskriminatorschaltungen der UKW-Empfangsgeräte verwenden kann. Vier gleiche Dioden werden zu einem Quartett zusammengeschaltet und dienen in den Ringmodulatoren der Trägerfrequenz-Nachrichtengeräte als Schalter. Auch als Meßgleichrichter für elektronische Anzeigegeräte werden sie in vielen Varianten gebraucht.

In den elektrischen Belichtungsmessern findet unter Ausnutzung des inneren Fotoeffekts beim Selen eine unmittelbare Umwandlung von Lichtstrahlen in elektrische Energie statt. Die gleiche Eigenschaft besitzen auch die Halbleiter-Fotozellen aus Germanium, Silizium oder Cadmiumsulfid. Bei ausreichender Strahlungsenergie ($E = h \cdot f$) der einfallenden Lichtquanten entstehen Trägerpaare aus Elektronen und Löchern, die den Sperrstrom der Fotodioden erhöhen. Trotz der schmalen wirksamen Fläche wegen der geringen Breite der Sperrschicht beträgt die Empfindlichkeit 30 $\frac{mA}{Lm}$. Durch Parallel- und Reihenschaltung vieler solcher Halbleiter-Elemente speziell aus Silizium entsteht die sogenannte Solarbatterie, die Sonnenstrahlung mit etwa 10%igem Wirkungsgrad in elektrische Energie umwandelt und deren Energie für die Stromversorgung der Transistoren in den Sputniks ausreicht.

Eine andere Art von Energie-Umwandlung ist neuerdings mit Sperrschicht-Halbleiter-Dioden und radioaktiven Isotopen möglich. Einige Mitarbeiter der Princeton Laboratories (RCA) entwickelten eine Halbleiter-Nuklear-Batterie (s. Bild 10). Zwischen der Halterung und der eigentlichen Halbleiterdiode ist eine Schicht aus radioaktivem Strontium 90 und Yttrium 90 einge-

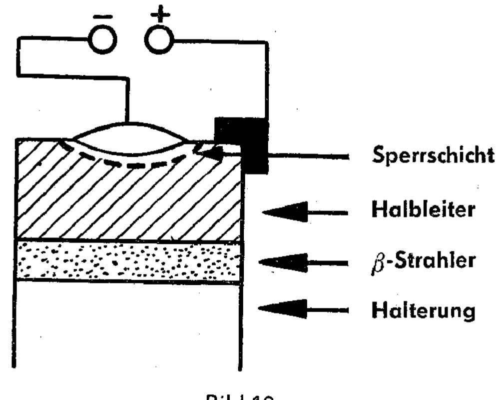


Bild 10

legt. Jedes energiereiche Elektron dieses Strahlers macht auf seinem Weg durch den Halbleiter-Kristall viele Elektronen frei, die zu einer Elektronenlawine anwachsen. So liefert obige Spezial-Halbleiter-Diode bei einer Klemmenspannung von 0,2 Volt einen elektrischen Strom von 5 μA, wenn ihr Lastwiderstand R_L = 10 kOhm beträgt.
Schließlich verbleiben noch zwei wichtige Anwendungen der Kristall-Dioden als Richtleiter für Meßzwecke und Gleichrichter für die Starkstromtechnik. Sie werden wegen ihres speziellen Wertes für die Praxis in gesonderten Abschnitten beschrieben.

Meßgleichrichter

Die Grundlage für den Fortschritt auf jedem technischen Gebiet bildet die praktische Beherrschung der auftretenden Probleme. Hier hilft die Meßtechnik, ohne die ein wirklich erfolgreiches Arbeiten undenkbar ist. Das Gefühl der Unsicherheit und Hilflosigkeit kann den nicht befallen, dem Meßmethoden

und Meßgeräte zur Verfügung stehen. In der elektrischen Nachrichtentechnik handelt es sich oft um die Messung von allerkleinsten Spannungen und Strömen, die zunächst in 2 oder 3 Stufen verstärkt und dann gleichgerichtet werden. Hierzu benutzt man heute immer seltener die Vakuumröhren, die in speziellen Anodenstrom- oder Gitterstrom-Schaltungen die Gleichrichtung besorgen. In jüngster Zeit haben die Kristallgleichrichter so an Bedeutung gewonnen, daß sie auf fast allen Gebieten vorteilhaft und daher vorrangig verwendet werden.

Der Gleichrichter folgt meistens der vorhergehenden Verstärkerstufe oder dem Meßobjekt über einen Übertrager, so daß der Wechselstrom und der gleichgerichtete Strom voneinander getrennt sind. Der Gleichstrom braucht dann nicht über das Meßobjekt zu fließen; sein Weg durch die Sekundärwicklung des Übertragers ist deshalb kurz und jeder eventuelle schon vorhandene störende Gleichstrom wird vom Gleichrichter ferngehalten. Im übrigen gelten für Gleichrichterkreise folgende allgemeine Grundsätze: Man verhindere, daß Wechselstrom durch den Gleichstromverbraucher fließt, damit letzterer nicht überlastet wird. Ebensowenig darf der entstehende Gleichstrom über die Wechselstromquelle fließen. Den vom Gleichrichter gesperrten Elektronen muß man einen geschlossenen Weg schaffen, der aber nicht über die Wechselstromquelle führen darf. Versperrt man dem Wechselstrom den Weg mittels einer Drosselspule, so muß man ihm einen anderen, etwa über einen Kondensator, bieten. Das gleiche gilt für den Gleichstrom, den man mit einem Kondensator am Durchfluß durch den Übertrager hindert. Der Gleichrichterstrom besteht aus einem pulsierenden Gleichstrom, also einem nur in einer Richtung fließenden Strom, wie man aus seiner Halbwellenform sieht. Dadurch entstehen Gleichstromstöße, die sich durch eine Siebkette aus einer Drosselspule mit einem Parallelkondensator oder nur mit einem von beiden Schaltelementen mildern lassen. Es ist darauf zu achten, daß getrennte Kreise für den Gleich- und für den Wechselstrom geschaffen werden. Beide Stromwege sind lediglich über den Gleichrichter verbunden, der somit zum Teil zum Gleichstromkreis und zugleich zum Wechselstromkreis gehört. Bei alledem ist wichtig, daß der Gleichrichter die volle Wechselspannung erhält.

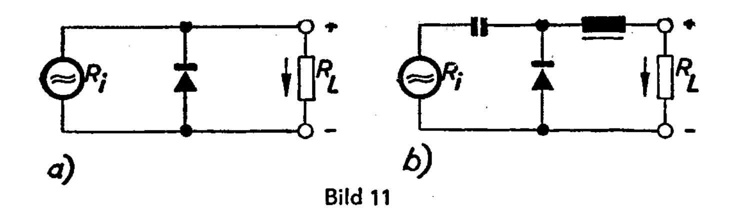


Bild 11

In der Parallelschaltung nach Bild 11 a liegt die gesamte Wechselspannung am Gleichrichter, aber auch am Lastwiderstand R_L, der damit belastet wird. Andererseits wird der Gleichstrom durch das niederohmige R_i der Wechselstromquelle kurz geschlossen. In der veränderten Schaltung nach Bild 11 b sind die Kreise für Gleich- und Wechselstrom getrennt, so daß obige Nachteile nicht entstehen können. Die Schaltung nach Bild 12 a ist noch ungünstiger, da es hier nur einen Kreis gibt und am Gleichrichter nur ein Teil der Wechselspannung liegt. Die verbesserte Schaltung nach Bild 12 b mit einem Kondensator und

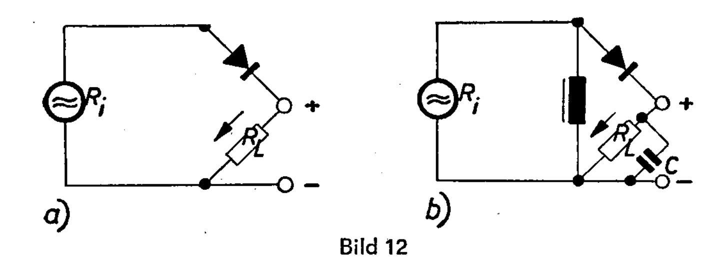


Bild 12

einer Drosselspule besitzt einen Wechselstromweg über die Wechselstromquelle, den Gleichrichter und den Kondensator. Der Gleichstrom fließt über die Drosselspule, den Gleichrichter und den Lastwiderstand R_L. Am Gleichrichter liegt bei hinreichend großem Kondensator nahezu die volle Wechselspannung.

Die bisher beschriebenen Schaltungen gestatten Einweggleichrichtung, bei der nur eine Halbwelle des Wechselstroms Gleich-

strom liefert. Will man beide Halbwellen ausnutzen, schaltet man nach Bild 13 zwei Einwegkreise über eine gemeinsame Drosselspule zusammen. Eine etwas veränderte Art dieser Schaltung zeigt Bild 14. Sie ist als Greinacher-Verdoppler-

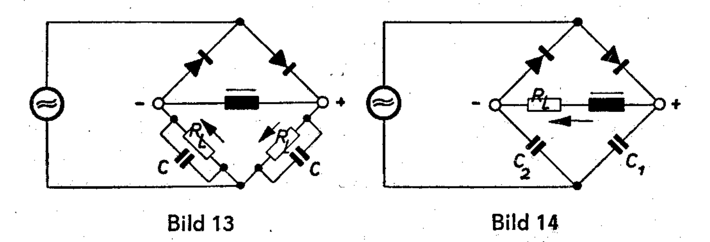


Bild 13 Bild 14

Schaltung (Delon, Liebenow) bekannt, weil beide Gleichrichter in Reihe liegen und die hintereinandergeschalteten Kondensatoren aufladen. In beiden Fällen entsteht eine Gleichspannung von $2\sqrt{2} \cdot U_{eff}$ [Volt]. Bei großen Kondensatoren können die Drosselspulen in beiden Schaltungen wegfallen.

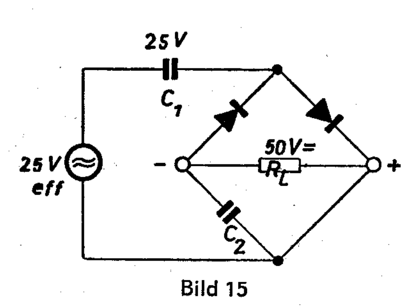


Bild 15

Neben diesem symmetrischen Spannungsverdoppler nach Greinacher wird die besonders wichtige unsymmetrische Spannungsverdopplungs-Schaltung nach Cockroft-Walton in der Praxis oft verwendet (s. Bild 15). Wie man durch Vergleich mit Bild 14 sieht, hat der Kondensator C_1 den Platz gewechselt.

Der Zusammenschluß zweier Einwegkreise zu einem Doppelweg-Gleichrichter kann auch über den gemeinsamen Lastwiderstand R_L nach Bild 16 erfolgen. Jetzt liegen beide Gleichrichter parallel. Werden beide Drosselspulen auf einen gemeinsamen Eisenkern gewickelt, so entsteht als Wechselstrom-

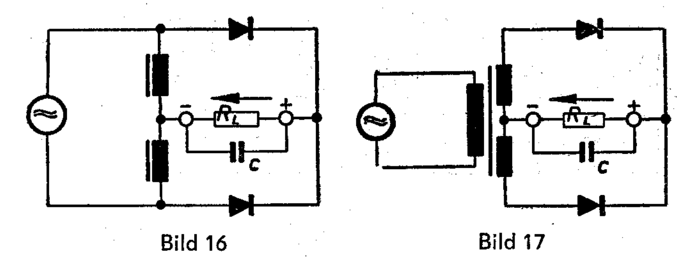


Bild 16 Bild 17

quelle eine Übertragerwicklung mit Mittelanzapfung (s. Bild 17). Ganz ohne Drosselspulen arbeitet die bekannte mit 4 Gleichrichtern bestückte Doppelgegentakt - Brückenschaltung nach Graetz. Sie hat nicht nur für die Meßtechnik, sondern auch für die Starkstromtechnik große Bedeutung und soll deshalb im nächsten Abschnitt näher untersucht werden.

Ein Meßgleichrichter muß in technischer Hinsicht stabil, frequenzunabhängig und temperaturfest sein. Nach seiner künstlichen Alterung mit einem Normalstrom von 5 mA darf sich dieser über eine längere Zeitspanne nicht ändern. Wenn auch Kristalldioden aus Silizium oder Germanium den Kupferoxydul-Zellen wegen ihrer größeren Alterungs- und Sperrfestigkeit sowie Stabilität und Frequenzunabhängigkeit überlegen sind, gibt man letzteren für Meßkreise noch immer den Vorzug. Ein Gleichrichter gilt als nicht temperaturfest, wenn sich die Widerstände R_s und r_d (s. Ersatzschaltung nach Bild 9) merklich ändern. Dieser Temperatureinfluß läßt sich durch einen Vorwiderstand R_v mildern, der in Reihe mit r_d liegt. Ein damit verbundener Spannungsabfall muß leider in Kauf genommen werden. Es seien $R_o = \sqrt{R_s \cdot r_d}$ der Wechselstromwiderstand des Gleichrichters. Für R_v gelten die Formeln:

$$R_v = \frac{R_0^2}{2\,R_L + R_0} \qquad \text{für Bild 18a und 18b}$$

ferner

$$R_v = \frac{R_0^2}{2\,R_L + \frac{R_0}{2}} \qquad \text{für Bild 19.}$$

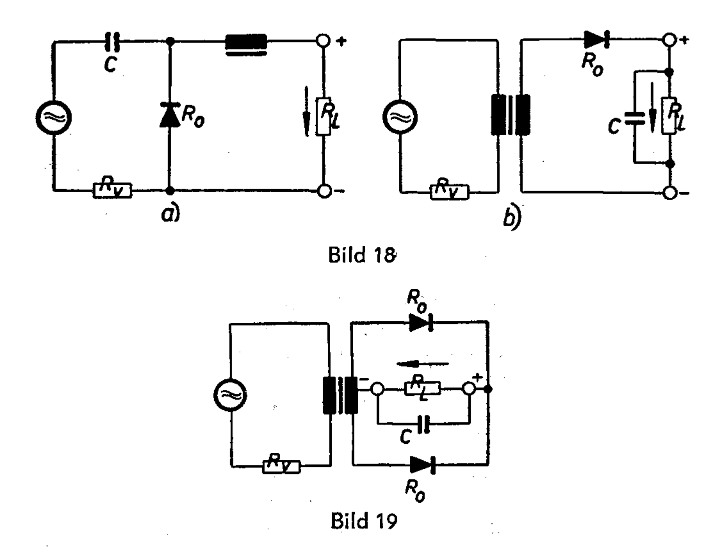


Bild 18

Bild 19

Starkstromgleichrichter

Die Umrichtung von Wechselstrom in Gleichstrom erfolgt heute überwiegend in Gleichrichtern mit nicht rotierenden Teilen. Unter den ruhenden Gleichrichtern mittels Glimmlicht, Glühkatode, Quecksilberdampf und Halbleiter-Sperrschicht haben letztere die anderen bereits aus vielen Arbeitsgebieten mehr und mehr verdrängt. Da in der Starkstromtechnik beträchtliche Energien umgewandelt werden müssen, ist hier die Problemstellung anders als bei den Flachgleichrichtern für Meßzwecke. Es kommt hierbei darauf an, den Durchlaßwiderstand so weit wie möglich zu erniedrigen, damit der in Flußrichtung vorhandene Strom hier keinen schädlichen Spannungsabfall erzeugt und keine Stromwärme nutzlos verloren geht. Letztere verschlechtert den Wirkungsgrad, erhöht die Temperatur und gefährdet damit die dünne Sperrschicht. Das Herabsetzen des Durchlaßwiderstandes erlaubt ferner, den Belastungsstrom bei gleicher Erwärmung weiter zu steigern. In Sperrichtung dagegen muß der Widerstand sehr groß sein. Dies ist wichtig, weil an

der Sperrschicht die gesamte in Sperrichtung an den Gleichrichter gelegte Spannung anfällt, so daß hier wegen der geringen Schichtdicke sehr hohe Feldstärken auftreten.

Ein Rückblick auf die Entwicklung zeigt, daß man vom Mechanismus des Kupferoxydul- und Selengleichrichters ausgehend, über den Germanium- zum Siliziumgleichrichter gelangt. Dies hängt mit der technischen und leistungsmäßigen Überlegenheit der Kristalldioden über die Cu_2O- und Se-Gleichrichter zusammen, denn der Wirkungsgrad erreicht neuerdings beim Germanium und Silizium 97–99 %, während die entsprechenden Werte bei Cu_2O- oder Selenzellen nur 80 % bzw. 90 % betragen. Obgleich der Wirkungsgrad beim Selengleichrichter verbessert und seine Abmessungen verringert wurden, so daß die Wärmeverluste gesunken sind und die Stromdichte vergrößert worden ist, liegen die Verhältnisse beim Germanium und Silizium immer noch günstiger. Die folgende Tabelle gestattet einen Vergleich zwischen den verschiedenen Halbleitern für Gleichrichter.

	Cu_2O	Se	Ge	Si	
Sperrspannung pro Element	6	25	110	380	Volt
Stromdichte	0,10	0,15	70	140	$\frac{A}{cm^2}$
Raumbedarf	30	15	3	1	rel.
Wirkungsgrad	70	90	97	99	%

Die Rolle des Germaniums als Starkstromgleichrichter wird zeitlich begrenzt sein. Es wird in großem Umfang vom Silizium verdrängt werden, sobald der Preis für die Silizium-Gleichrichter gesunken ist, denn Silizium verträgt höhere Temperaturen und größere Sperrspannungen als Germanium. Als elektrisches Ventil arbeitet der Si-Gleichrichter besonders günstig, indem er sich in Sperrichtung praktisch wie ein Isolator verhält und in Flußrichtung fast den Eigenschaften eines metallischen Leiters nahekommt. Voraussetzung hierfür ist allerdings ein hoher

Reinheitsgrad (1 Fremdatom auf 10^9 bis 10^{10} Siliziumatome), den man durch mehrmaliges Zonenschmelzen des Materials erhält, womit der hohe Herstellungspreis zu erklären ist.

Für sehr große Ströme hat man luftgekühlte Gleichrichter mit Siliziumzellen für 6000 A gebaut, die nur 20 cm lang und 8×8 cm breit sind. Bei Silizium kann die Durchschlagsfestigkeit den unwahrscheinlich hohen Wert einer Prüfspannung von 1000 Volt und darüber pro Zelle erreichen. Es gelang bereits, mehrere dieser Halbleiter-Bauelemente zu Gleichrichtersäulen bis zu 8 KV hintereinander zu schalten, während eine Reihen- und Parallelschaltung von Germanium-Zellen Schwierigkeiten bereitet.

Als gebräuchlichste Gleichrichterschaltungen für einphasigen Wechselstrom verwendet man die Einweg-, Mittelpunkt- und Graetz-Schaltung. Die erste ist auf Bild 18 b, die zweite auf Bild 19, und die Graetzschaltung auf Bild 20 zu finden. Einige

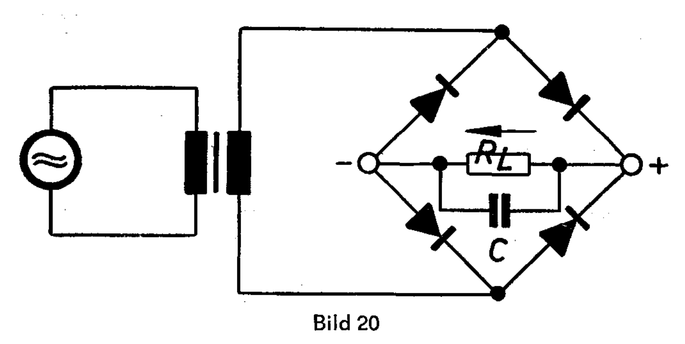


Bild 20

ihrer Vorteile gehen verloren, wenn Gleichrichterröhren anstelle der Kristalldioden eingesetzt werden, weil letztere keine Heizung benötigen, somit sofort betriebsfähig, und außerdem viel kleiner sind. Zum Heizen der Röhren sind drei verschiedene Wicklungen erforderlich, die so ausreichend gut voneinander isoliert sein müssen, daß sie die Spitze der Speisespannung aushalten.

Wegen der nicht notwendigen Heizwicklungen wird der Netzübertrager bei Bestückung der Graetz-Schaltung mit Kristall-

dioden recht einfach. Er besitzt nur eine Sekundärwicklung, die halb so viel Windungen wie bei einem Vollweggleichrichter in Mittelpunktschaltung gleicher Leistung und Welligkeit zu haben braucht. Man kann den Übertrager deshalb kleiner wählen. *Die Speisewicklung für den Graetz-Gleichrichter läßt sich bes*ser ausnutzen, weil während jeder Halbwelle durch sie ein Strom hindurchfließt, der von Halbwelle zu Halbwelle seine Richtung wechselt. Dieser durchläuft aber den Lastwiderstand R_L immer in gleicher Richtung und benutzt jeweils nacheinander zwei gegenüberliegende Halbleiterzellen. Da deren Widerstand in der Durchlaßrichtung klein ist, kann bei schwacher Belastung die Spannung am Lastwiderstand R_L fast gleich der Spitzenspannung U_{max} sein. Jede der sperrenden Zellen liegt aber allein parallel zum Lastwiderstand, so daß sie gegebenenfalls eine Sperrspannung U_{sper} aushalten muß, die fast gleich der U_{max} ist.

Ohne den zum Lastwiderstand R_L parallel liegenden Kondensator C würde der entstehende Strom nur aus Halbwellen zu*sammengesetzt sein, die sich in Netzspannungs-Gleichrichtern* als ein mehr oder weniger starker Brummton bemerkbar machen. Nach der Näherungsformel $U_{eff} = K \cdot \frac{I}{C}$ [V] hängt die Brummspannung sowohl von der Größe des Ladekondensators C in μF als auch von der Stärke des entnommenen Gleichstroms I in mA ab. Die Brummspannungen der verschiedenen Gleichrichterschaltungen für technischen Wechselstrom (50 Hz) sind nicht einander gleich, so daß für den Buchstaben K jeweils andere, in der folgenden Tabelle aufgezeichnete Zahlen gelten.

Gleichrichter	1-Weg (50 Hz)	Grein-acher	2-Weg Graetz (100 Hz)
Vakuumdioden	4,0	3,0	1,5
Gl. mit Ge od. Si	4,4	3,3	1,7
Gl. mit Se od. Cu_2O	4,8	3,6	1,9

Die Unterschiede in den K-Werten entstehen einmal durch die je nach der Art der Schaltung erzeugten Frequenz des Brumm-

anteils (50 oder 100 Hz) und andererseits durch den Rückstrom. Dieser ist bei Vakuumdioden nicht vorhanden, bei Sperrschicht-Gleichrichtern mit Germanium oder Silizium nur klein, dagegen bei Selen-Gleichrichtern nicht zu vernachlässigen. Die gesamte Brummspannung läßt sich auf einen unschädlichen Wert durch ein nachfolgendes Siebglied in Form eines Spannungsteilers aus Widerstand bzw. Drossel mit einem Siebkondensator herabsetzen. Um die erreichte Senkung abzuschätzen, genügen folgende Näherungsgleichungen:

1. Einwegschaltung (50 Hz)

a) RC: $U_2 = \frac{10^6}{\omega RC} \cdot U_1 = \frac{3200}{RC} \cdot U_1$

b) LC: $U_2 = \frac{10^6}{\omega^2 LC} \cdot U_1 = \frac{10{,}2}{LC} \cdot U_1$

2. Doppelwegschaltung (100 Hz)

a) RC: $U_2 = \frac{1600}{RC} \cdot U_1$

b) LC: $U_2 = \frac{2.55}{LC} \cdot U_1$

Es bedeuten: U_1 und U_2 die Brummspannungen am Eingang und Ausgang der Siebkette mit L in Henry, C in μF und R in Ohm. Weitere Einzelheiten hierüber und über die Stabilisierung der Spannungen siehe Fischer, H.-J.: „Amateurfunk", 2. Auflage, Verlag Sport und Technik, Neuenhagen b. Bln. 1958.

Kristall-Verstärker (Transistoren)

Der Ausdruck „Transistor" wurde durch Verschmelzung der beiden Worte „transfer" und „resistor" gebildet. Diese wenig glückliche Bezeichnung deutet leider das Wesen dieses Bauelementes nicht richtig, denn der Transistor gehört wie die Vakuumröhre zur Gruppe der Verstärker-Bauelemente, eine Tatsache, welche die sinngemäße Übersetzung mit „Übertragungswiderstand" unvollkommen wiedergibt. Grundsätzlich ist diese Wortbildung aber nicht anfechtbar, denn der Transistor überträgt eine Stromänderung in einem Kreis auf einen anderen Stromkreis, wobei eine Verstärkung stattfindet. Um außer der Verstärkung noch den materiellen Zustand des Transistors herauszustellen, wird neuerdings die Bezeichnung „Kristallverstärker" gebraucht.

Bei der Behandlung der Transistoren ist es für das Verständnis des gegenwärtigen Entwicklungsstandes vorteilhaft, einen Überblick über den geschichtlichen Werdegang des Verstärkungsproblems zu gewinnen. Es lohnt sich stets, die Entwicklungsstufen kennen zu lernen, weil hierdurch Erkenntnisse darüber vermittelt werden, wie die Verstärkertechnik in ihre jetzigen Bahnen gelenkt wurde. Für den schnellen Nachrichtenaustausch zwischen zwei entfernt liegenden Orten standen früher allein Telegrafie-Geräte zur Verfügung. Als man dann die Telegrafie über große Entfernungen ausdehnen wollte, reichte der von fern her über lange Leitungen kommende und daher schwache Strom nicht mehr aus, um den Morseschreiber zu betätigen. Da erfand man das Relais, das – selbst durch den schwachen Fernstrom gesteuert – einen Schalter betätigt, der dem Betriebsstrom einer starken örtlichen Stromquelle den Weg durch den Schreiber freigibt oder sperrt. Das Telegrafenrelais kann

also als der erste Verstärker der Telegrafiezeichen angesehen werden. Es soll die ihm zugeleiteten Zeichen möglichst unverzerrt weitergeben und muß ihre abstandsgetreue Wiedergabe entsprechend der Sendung gewährleisten.

Das elektro-mechanische Relais ist jedoch für die Verstärkung von schwachen Ferngesprächen unbrauchbar, da es in sehr rascher Folge im Takte der Sprechwechselströme nur verzerrt schaltet. Seiner Eigenart entsprechend unterdrückt es die Amplitudenschwankungen und die Frequenz der Signale. Es kann letztere auch nicht formgetreu weitergeben. Mit Rücksicht auf diese Tatsachen war man sich darüber im klaren, daß das schwache Signal die trägheitslose Elektrizität direkt beeinflussen muß. Leider fand man nach dem damaligen Stand der Entwicklung keine Möglichkeit zur Beeinflussung des elektrischen Strompfades in leitendem Material und versuchte es mit Elektronenströmen im Vakuum. Letztere brachten die Lösung des Problems in Form der bekannten Verstärker-Röhre.

Im Laufe der Jahre ist das Interesse an der Festkörperphysik und damit auch an der Physik der Halbleiterkristalle immer lebhafter geworden, zum Teil auch, weil wirtschaftliche und technische Gründe eine intensive Bearbeitung des Themas „Verstärker ohne Heizung" forderten. Die Arbeiten waren erfolgreich. Mit dem Transistor wurde ein außerordentlich wertvolles Bauelement geschaffen, bei dem in einem Kristall der Leitwert eines Strompfades – speziell einer in Sperrichtung gepolten pn-Grenzschicht – mit einer Hilfsstromquelle durch die Steuerleistung eines schwachen Eingangsstromes beeinflußt wird.

Unipolare und bipolare Form

Im zweiten Kapitel wurde darauf hingewiesen, daß bei den elektronischen Halbleitern sowohl negative Elektronen als auch positive Löcher als Stromträger vorhanden sind. Mit dieser Auffassung konnte das Öffnen und Schließen des Strompfades beim pn-Sperrschicht-Halbleiter anschaulich dargestellt werden. Bei den Transistoren läßt sich der Verstärkungsvorgang mit Hilfe der Elektronen und Löscher in ähnlicher Weise leicht faßlich schildern. Allerdings muß hier zwischen zwei Formen von Transistoren unterschieden werden.

Einige sind nach dem Drei-Schichten-Prinzip (3 inhomogene Gebiete) als pnp- oder als npn-Verstärker mit Germanium oder Silizium als Grundsubstanz aufgebaut. In diesen Transistoren bewegen sich beide Arten von Ladungsträgern — Elektronen u n d Löcher; man nennt sie deshalb b i p o l a r e Transistoren. Hierzu gehören die Spitzen- und Flächentransistoren herkömmlicher Art, die im folgenden ausführlich beschrieben werden sollen. Der Übergang von den Spitzen- zu den Flächentransistoren war ein Weg vom traditionsgebundenen Komplizierten zum Einfachen im Hinblick auf die feinmechanischen Herstellungsmethoden und Konstanz ihrer Betriebsdaten. Dieser Erfolg konnte erreicht werden, obgleich der Anwendungsbereich der ersten Flächentransistoren wegen der bei hohen Frequenzen auftretenden Laufzeit-Schwierigkeiten zunächst stark eingeengt war.

Beim anderen Transistortyp besteht dieser Nachteil nicht. Um dem Kristallverstärker auch das Gebiet der hohen und höchsten Frequenzen zu erschließen, wurde in jüngster Zeit von Shockley die Funktion einer zweiten Form von Transistoren — U n i p o l a r - Transistoren — auf Grund von theoretischen Überlegungen vorausgesagt. Später realisierten Dacey und Ross sowie andere dies durch praktische Versuche. Beim Unipolartransistor, der auch Feldtransistor oder Analog-Transistor heißt, ist nur eine Art von Ladungsträgern — Elektronen o d e r Löcher — am Mechanismus der Transistorfunktion beteiligt. Die Bezeichnung Analog-Transistor bezieht sich auf eine gewisse Analogie mit der Vakuum-Verstärkerröhre, in der auch nur eine Art von Ladungsträgern — die Elektronen — den Stromtransport besorgen. Über diesen Transistortyp wird Näheres in dem Abschnitt „Spezielle Transistoren" berichtet. Nunmehr seien die zwei Vertreter des bipolaren Typs — die Spitzen- und Flächentransistoren — betrachtet.

Punkt-(Spitzen-)Transistoren

Für den Spitzen-Transistor gilt im wesentlichen das, was über die Spitzen-Dioden auf Seite 21 geschrieben wurde. Hier sind es jedoch zwei Metallspitzen im Abstand von 30–50 μ, durch die je ein Strom ein- oder ausfließt. Eine Transistorschaltung dieser Art ist das im Bild 21 dargestellte erste Transistor-

gerät, dessen Entdeckung im Jahre 1948 durch Shockley, Bardeen und Brattein berechtigtes Aufsehen erregte. Zwei weitere Formen, der Transistor mit doppelter Oberfläche (s. Bild 22)

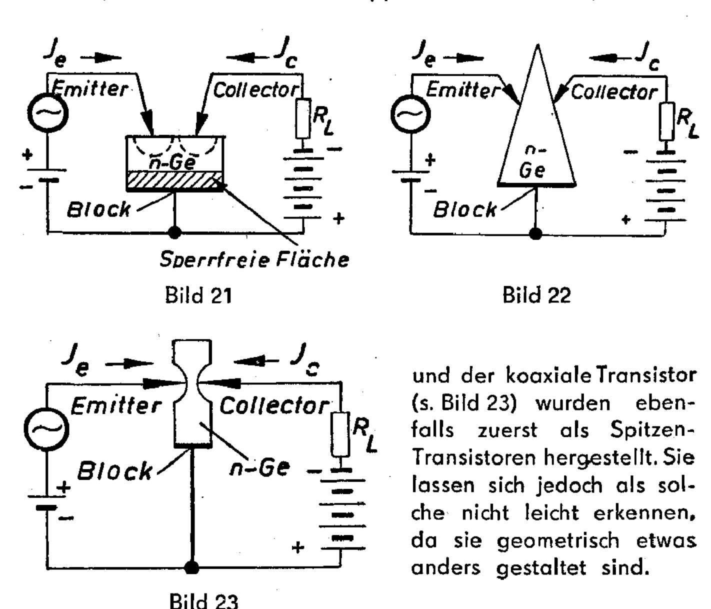


Bild 21

Bild 22

Bild 23

und der koaxiale Transistor (s. Bild 23) wurden ebenfalls zuerst als Spitzen-Transistoren hergestellt. Sie lassen sich jedoch als solche nicht leicht erkennen, da sie geometrisch etwas anders gestaltet sind.

Wirkungsweise

Das Zustandekommen der Verstärkerwirkung beruht bei allen diesen Punkttransistoren in obiger Gruppe von Schaltungen darauf, daß über den ersten Spitzenkontakt als Emitter, der dabei in Flußrichtung gepolt ist, Ladungsträger injiziert werden. Ein n-Germanium-Kristall bildet den Block. Der kleine Emitterstrom I_e (etwa 1 mA) besteht zu einem geringen Bruchteil aus Elektronen, die sich von der großflächigen und sperrfreien Blockelektrode durch das Germanium-Kristall zum Emitter hin bewegen. Die Löcher durchlaufen den Emitterkreis im umgekehrten Sinne, d. h. in Pfeilrichtung, treten also durch die Emitterspitze in den Kristall ein. Der im Verhältnis zum

Elektronenstrom um einige Zehnerpotenzen stärkere Löcherstrom wird von dem stark negativ vorgespannten Collector[1]) angesaugt. Ein kleiner Teil der Löcher geht unterwegs durch Rekombination mit Elektronen verloren, hat also eine geringe Lebensdauer. Der Hauptteil der Löcher aber vergrößert den bisher kleinen Collectorstrom I_c.

Beim Spitzentransistor werden gewissermaßen die aus dem Emitter kommenden Löcher durch die beiden an den Spitzen vorhandenen Grenzschichten hindurch zum Collector geschleust. An jeder dieser Grenzschichten besteht ein Potentialunterschied. Alle Veränderungen der Potentialschwelle an der Emittergrenzschicht durch den Emitterstrom I_e – im Takte von Signalen geringer Leistung – bewirken, daß die Löcher aus dem Emitter über die Potentialschwelle der Collectorgrenzschicht hinweg die Stärke des Collectorstromes I_c beeinflussen. Wie dies vor sich geht, wird bei den Flächentransistoren geschildert.

Grundschaltungen

Wie bereits oben erwähnt, wurde der Verstärkereffekt an einem Spitzentransistor entdeckt, dessen mechanische Grundlage man „Basis" nannte. Es handelt sich hier um die Festlegung keines besonderen elektrischen Merkmals, vielmehr wird hiermit in elektronischen Röhrenschaltungen schon die Elektrode mit direktem Masseanschluß gekennzeichnet. Aus Gründen der eindeutigen Bezeichnung hat sich im Deutschen das Wort „Block" eingebürgert. Er entspricht dem Röhrengitter. Vom Spitzentransistor stammt auch das Schaltsymbol, bei dem der Kristall als dicker Strich (Block), die aufgesetzten Spitzen als dünne auseinanderstrebende Striche gekennzeichnet werden.

Die Pfeilrichtung des Emitters (E) zeigt beim pnp-Typ zum Block (B) hin (s. Bild 24a). Beim npn-Typ (s. Bild 24b) hat der Pfeil die umgekehrte Richtung. Ein glatter Strich kennzeichnet den Collector (C). Der Kreis um das Röhrensymbol ist beim Transistor entbehrlich, da letzterer keinen vakuumdichten Abschluß braucht. Obgleich das —K-Symbol eigentlich nur für den

[1]) In der englischen Schreibweise entsteht bei der Abkürzung (C) keine Verwechselung mit der Katode (K).

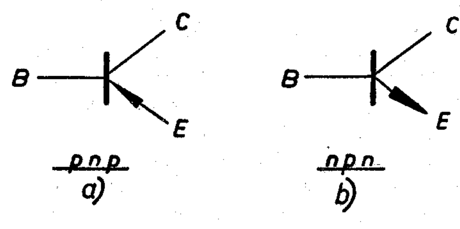


Bild 24

Spitzentransistor richtig ist, wurde es dennoch für den Flächentransistor übernommen, für den man auch vereinzelt in der Literatur das Symbol nach Bild 25 findet.

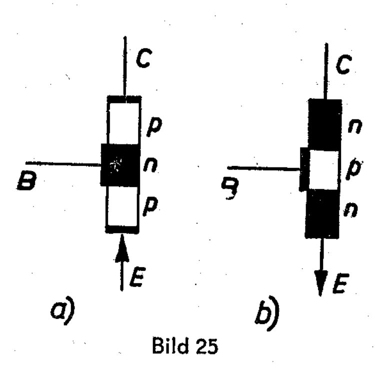


Bild 25

Der Vergleich des Transistors mit der Röhre zeigt die prinzipielle Verschiedenheit der inneren Leitungsmechanismen. Lediglich formal ähneln sich bestimmte Elektroden in ihren Funktionen. So werden sowohl vom Emitter, als auch von der Katode Ladungsträger emittiert, wenn auch auf ganz verschiedene Weise. Die Ladungsträger verlassen das Verstärkerelement beim Transistor über den Collector, bei der Röhre über die Anode. Obgleich die Blockelektrode nur die kleine Differenz zwischen Emitter- und Collectorstrom, das Gitter aber praktisch überhaupt keinen Strom führt, werden üblicherweise Block und Gitter als in ihren Funktionen einander gleichwertig behandelt, weil in einigen Schaltungsarten über jede dieser beiden Elektroden der Ausgangsstrom gesteuert wird.

Die folgende Übersicht vergleicht die Elektroden für Röhre und Transistor:

Röhre	Katode K	Gitter G	Anode A
Transistor	Emitter E	Block B (o. Basis)	Collector C

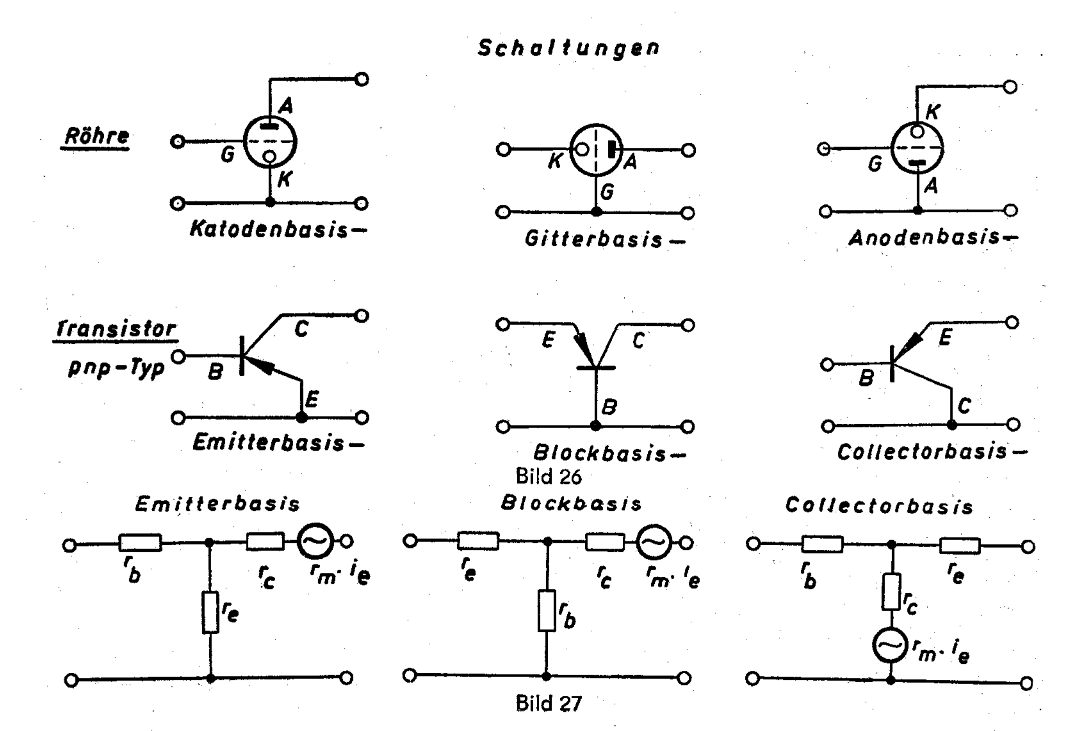


Bild 26

Bild 27

Ähnlich wie die Röhren werden die Transistoren in drei Schaltungsarten betrieben: Emitterbasis-, Blockbasis- und Collectorbasis-Schaltung. Die Bestimmung der jeweils richtigen Schaltung hängt von den technischen Forderungen ab, die durch die besonderen Vorzüge jeder Schaltungsart und der an sie gestellten Ansprüche weitgehend erfüllt werden können. Von den 3 Elektroden des Transistors wird jeweils eine als Anschluß doppelt benutzt, so daß ein Vierpol entsteht. Die Vierpoldarstellung mit Hilfe von Ersatzschaltbildern zu den Grundschaltungen nach Bild 26 geschieht bei Spitzentransistoren hauptsächlich durch T-Netzwerke, wie sie Bild 27 zeigt. Der geschlossene Kreis auf diesem Bild und den Bildern 33 bis 35 stellt eine gesteuerte Spannungswelle dar, während die offenen Kreise auf den Bildern 32 bis 34 gesteuerte Stromquellen bedeuten.

Beim Bild 27 sind als Widerstände die der Transistor-Elektroden r_e, r_b und r_c sowie der Verstärkerwiderstand r_m ausgewählt und eingesetzt. Sie bilden die Serie der 4 natürlichen Parameter, die zwar der physikalischen Anschauung entsprechen, sich aber nicht direkt messen lassen, so daß zur Vierpolberechnung andere, leicht meßbare Parameterserien bevorzugt werden. Weitere Erörterungen über Vierpolgleichungen und ihre Matrizen folgen im Zusammenhang mit denen der Flächentransistoren auf Seite 60.

Ehe die Flächentransistoren beschrieben werden, erfolgt noch eine Aufzählung der Vor- und Nachteile der Spitzen-Transistoren. Nützlich ist bei ihnen, daß wegen der kleineren Elektrodenkapazität die Grenzfrequenz höher als beim Flächentyp liegt. Der größeren Stromverstärkung steht eine geringere Spannungs- und Leistungsverstärkung gegenüber. Dies hängt mit dem kleineren Sperrwiderstand zusammen, so daß das R_i am Collector 10–13 kOhm, also nur ein zwanzigstel des Wertes beim Flächen-Transistor beträgt. Die mögliche Leistung wird grundsätzlich kleiner sein, da die spezifische Strombelastung wegen der dünnen Spitzen begrenzt ist. Der Spitzentyp ist nicht nur gegen elektrische, sondern auch gegen mechanische Überlastungen sehr empfindlich. Wenigen Vorteilen steht also eine ganz erhebliche Menge von Nachteilen gegenüber, weshalb der Spitzen-Transistor künftig wohl an Bedeutung

verlieren wird. Vor allem auch deswegen, weil neuerdings Flächen-Transistoren entwickelt wurden, mit denen sich auch Hochfrequenzschaltungen aufbauen lassen.

Flächen-Transistoren

Wegen der soeben aufgezählten Nachteile des Spitzen-Transistors trat er im Laufe der Zeit immer mehr in den Hintergrund. Heute verwendet man fast ausschließlich den „Flächen-Transistor", bei dem die Halbleiter-Sperrschichten schon während des Schmelzvorganges erzeugt werden. Entsprechend der Eigenart seines Aufbaues enthält jeder Flächen-Transistor zwei etwa 50 μ voneinander getrennte Sperrschichten, d. h. bei einer Schichtenfolge von pnp-Gebieten ist die mittlere n-Schicht nur 50 μ breit. In anderer Folge, nämlich npn, liegt in der Mitte eine dünne p-Schicht. So ergeben sich durch Vertauschen von p- und n-Gebieten zwei völlig verschiedene elektrische Möglichkeiten. Transistoren mit entgegengesetzter Schichtenfolge und Polarität der Gleichspannungen bzw. -ströme heißen komplementär zueinander. Die hieraus erwachsenden Vorteile für die Schaltungstechnik werden später noch näher erläutert.

Herstellung

Geometrisch – d. h. konstruktiv gesehen – gibt es eigentlich drei Transistortypen: Spitzentyp, gezogener Typ und legierter Typ. Der Spitzen-Transistor wurde bereits auf Seite 43 behandelt, beim Flächen-Transistor wird grundsätzlich zwischen der gezogenen und legierten Ausführung unterschieden. Nur ein kleiner Kreis von Spezialisten hat sich mit dem physikalisch-technischen Herstellungsvorgang der Flächen-Transistoren vertraut gemacht. Den Praktiker interessieren die Einzelheiten nicht. Er begnügt sich mit der allgemeinen Kenntnis über die Herstellung.

Wenn es 2 elektrische Möglichkeiten und 2 verschiedene Herstellungsverfahren gibt, existieren 4 unterschiedliche Ausführungen von Flächen-Transistoren (s. Bild 28). Seltsamerweise werden auf dem Markt nur die nach dem Legierungsverfahren hergestellten pnp-Flächen-Transistoren in überwiegender Mehrheit angeboten, während der gezogene npn-Typ selten zu finden ist.

	Legierverfahren	*Ziehverfahren*
pnp-Typ *Herstellung*	*leicht*	*schwer*
npn-Typ *Herstellung*	*schwer*	*leicht*

Bild 28

Die beiden anderen Ausführungen fehlen. Wie läßt sich dies erklären? Von den beiden Herstellungsverfahren des Legierens oder Ziehens erfordert das Letztere einen großen Aufwand, ist also teurer, obgleich bei beiden der Ge-Block durch Ziehen gereinigt wird. Da das Einlegieren von n-Zonen in einen p-Kristall noch einige technologische Schwierigkeiten bereitet, können nach dem Legierverfahren nur pnp-Legiertransistoren preisgünstig hergestellt werden. Auch beim Zonenziehen in der Folge pnp sind bis heute die fabrikatorischen Mängel zum Teil noch nicht ganz überwunden, so daß nur der npn-Ziehtransistor gefertigt wird.

Der Legierungstransistor besteht aus einer 0,12 mm dicken Scheibe (5 mm lang, 2 mm breit) aus n-Germanium, auf die beiderseitig kleine Kügelchen aus Indium von 0,3 mm Durchmesser nacheinander – zuerst die größere Collectorpille, dann die kleinere Emitterpille – auflegiert werden. Während des Glühens dringen die Indium-Atome von beiden Seiten her in das n-Germanium ein. Die vordersten Fronten bilden gewölbte pn-Grenzflächen, die sich bis auf einen möglichst geringen Abstand einander nähern.

Bei dem kostspieligen schraubenförmigen Ziehprozeß des npn-Typs wird in der Schmelze dem reinen Germanium Antimon als Donator zugesetzt. Der bisher höchste erreichte Widerstandswert des reinsten Germaniums beträgt 60 Ohm · cm. Man reinigt hier aber nur bis zu einem Widerstand von etwa 50 Ohm · cm und gibt vom Antimon soviel zu, daß sich das

Germanium zum Antimon wie 10^6:1 verhält. Nachdem man den Einkristall ein hinreichend großes Stück aus der Schmelze gezogen hat, dotiert man mit soviel 3-wertigen Fremdatomen, z. B. Gallium, daß der Donator neutralisiert wird und noch ein Überschuß zur Erzeugung der p-Leitung entsteht. Darauf folgt ein kurzer Ziehvorgang zur Schaffung der haarschmalen p-Schicht. Schließlich werden abermals soviel Donatoren in die Schmelze geschüttet, daß die p-Leitung wieder in die n-Leitung umschlägt. Beim Ziehen kristallisiert dann die zweite n-Zone an. Der herausgenommene Kristall muß nun noch in npn-Scheiben senkrecht zur Ziehrichtung unterteilt, poliert, auf Dicke und Reinheit geätzt und mit Kontakten versehen werden. Ein dünner Golddraht für die Elektrode der mittleren p-Schicht wird einlegiert.

Physikalische Wirkungsweise der Verstärkung

Es ist notwendig, hier eine Bemerkung über den praktischen Einsatz von Transistoren einzufügen. In allen drei Grundschaltungen gilt für jede der beiden pnp- oder npn-Typen folgende Regel:
Man pole den Emitterkreis in Flußrichtung und den Collectorkreis in Sperrichtung, wobei aus Sicherheitsgründen die Spannung zuerst an den Collectorkreis angelegt wird. Der Anschlußdraht zum Collector ist stets durch einen roten, der des Emitters oft durch einen gelben oder grünen Punkt gekennzeichnet. Der Draht ohne farbigen Punkt führt zum Block.

Rein schematisch gesehen, besteht jeder Transistor aus zwei gegeneinander geschalteten Kristall-Dioden nach Bild 29. Dabei gehört Diode 1 zum Emitter- und Diode 2 zum Collectorkreis.

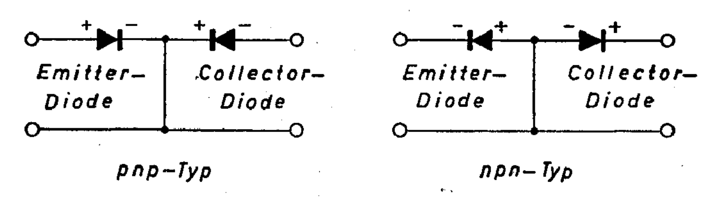


Bild 29

4*

Selbstverständlich ergeben zwei zusammengelötete Gleichrichter dieser Art noch keinen Transistor, denn zwischen Lötstelle und Collector-Grenzschicht fehlt der Potentialunterschied zum Antrieb der Ladungsträger und andererseits wäre die mühevolle Arbeit zur Herstellung der Zwischenschicht nicht notwendig. Mit den bestehenden Schwierigkeiten der Fertigung hängt es auch zusammen, daß nicht alle Typen in gleicher Anzahl auf dem Markt erscheinen. Zwischen den pnp-Legiertypen und den nur in geringer Menge hergestellten npn-Zieh-Transistoren muß grundsätzlich unterschieden werden, wenn man sich mit der Wirkungsweise der Transistoren vertraut machen will.

Bild 30 zeigt schematisch die Blockbasis-Schaltung eines pnp-Transistors in 3 Stadien. Hier liegt links der Emitter, in der

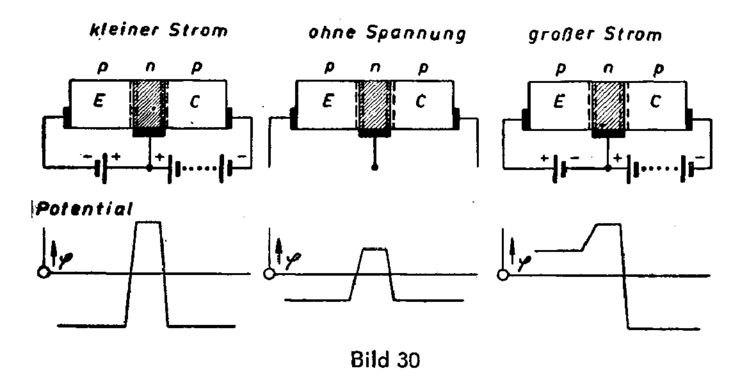


Bild 30

Mitte der negative Block und rechts der Collector. In den Emitter wird ein kleiner Strom I_e aus Defekt-Elektronen (positive Löcher) injiziert, dessen Fortbewegung von hier über den Block zum Collector relativ langsam erfolgt, weil innerhalb dieser negativen Blockschicht keine treibende Spannung, sondern nur die Diffusion wirkt. Je dünner sich die Schicht herstellen läßt, desto weniger Zeit brauchen die Stromträger, um durch sie hindurch zu diffundieren. Dies ist für hohe Frequenzen wichtig. — Bei guten Flächentransistoren erreichen fast alle (bis zu 99 %) der aus dem Emitter kommenden Löcher ihr Ziel —

die Collectorzone –, um dort den Collectorstrom zu verändern. Kurz gefaßt kann man sagen: Der Emitterstrom erzeugt an der Emitter-Grenzschicht eine Spannung, durch die der Collectorstrom beeinflußt wird, indem der durch diese Spannung entstandene „Potentialberg" in seiner Höhe schwankt.

Um den Verstärkungsvorgang beim Transistor noch ausführlicher zu erklären, knüpfen wir an das Bild 7 über die Deutung der Wirkungsweise von Kristalldioden an und fügen noch ein p-Gebiet an das n-Gebiet nach rechts an (s. Bild 30). Jetzt sind zwei Grenzschichten vorhanden – die Emitter- und die Collectorgrenzschicht – die beide je eine Potentialschwelle verursachen. Der Potentialverlauf ohne Spannung steigt an der Emittergrenzschicht und fällt an der Collectorgrenzschicht wieder ab, so daß sich in der Mitte ein Potentialberg erhebt, der in Bezug auf die beiderseitigen Potentialunterschiede symmetrisch gebaut ist. Für die Defekt-Elektronen sowohl von der linken als auch von der rechten p-Zone ist es gleichmäßig schwer, über diesen Berg zu kommen.

Wir polen die rechte p-Zone in Sperrichtung und lassen sie immer so (rechts außen: minus), während die linke verändert wird: zunächst auch in Sperrichtung (also links außen auch: minus) gepolt. Die Symmetrie des Berges bleibt erhalten, aber durch die beiderseitige negative Spannung hat sich die Bergspitze gehoben und die Täler haben sich gesenkt, so daß der Niveau-Unterschied um den Betrag der beiden angelegten Spannungen größer geworden ist. Es gibt jetzt noch weniger Löcher, deren thermische Energie ausreicht, um den Berg zu überspringen: Der Collectorstrom I_c wird kleiner. – Damit I_c verstärkt wird, müssen wir die Potentialschwelle der Emittergrenzschicht erniedrigen. Dazu polen wir den Emitter gegen den Block positiv (also in Sperrichtung, links außen: plus), wodurch im linken p-Gebiet eine Anhebung des Potentialniveaus erfolgt und fast alle der in den Emitter injizierten Löcher die Bergspitze (Block) erreichen. Wäre keine rechte p-Zone vorhanden, würde ihr Weg, wie bei der Gleichrichtung, hier beendet sein. Beim Transistor ist die Mittelzone (Block) sehr schmal, so daß das rechte p-Gebiet ganz nahe liegt und die Löcher in die Collector-Grenzschicht gelangen. Von hier aus besteht ein für sie günstiges Gefälle – großer Niveauunterschied von plus

nach minus – oder, anders ausgedrückt, hier werden die positiven Defekt-Elektronen vom negativen Collector angesaugt. Die so eingeschleusten Löcher sammeln sich am Collector und vereinigen sich dort mit einer entsprechenden Anzahl von Elektronen, die von der Stromquelle über den Lastwiderstand R_L und den Collectoranschluß zufließen. Hier spielt sich ähnliches ab, wie bei der Neutralisation der positiven Ionen (Kationen) mit den Elektronen an der Katode einer elektrolytischen Zelle. – Aus der Tatsache, daß für den Stromfluß in Diode 1 nur ein Bruchteil der Spannung erforderlich ist, die den Strom durch Diode 2 zustande bringt, ergibt sich die gewünschte Leistungsverstärkung.

Wir haben jetzt erklärt, wie der am Emitter injizierte Löcherstrom I_e den Collectorstrom I_c verändert. Diese Steuerwirkung bildet die Grundlage für die Wirkungsweise der Transistoren. Nun muß nur noch die Frage nach dem Verbleib des letzten Prozentes des Emitterstromes beantwortet werden, denn der Collector erfaßt nicht den gesamten Emitterstrom: In der n-Schicht fließt der kleine Blockstrom I_b – vermindert um den in dieser Schicht durch Rekombination mit Elektronen verlorenen geringen Anteil – über die Blockelektrode zur Emitterbatterie zurück. Man darf demnach schreiben: $I_e = I_b + I_c$

Bei aufmerksamer Betrachtung der soeben geschilderten Wirkungsweise eines pnp-Flächentransistors dürfte aufgefallen sein, daß nur eine Art von Ladungsträgern in Form von Defekt-Elektronen ihren Weg von dem Emitter über den Block zum Collector finden, während die Elektronen in entgegengesetzter Richtung fehlen. Eine geringe Anzahl von Elektronen wurde lediglich im Zusammenhang mit der Rekombination von ihnen mit den Löchern erwähnt. So liegt also hier ein Widerspruch zu den Ausführungen auf Seite 42 über die unipolare und bipolare Form der Transistoren vor. Denn hier war gesagt, daß die Spitzen- und Flächen-Transistoren herkömmlicher Art zu der bipolaren Form gehören und beide Arten von Ladungsträgern führen. Es ist nun interessant zu wissen, wie man es erreicht, daß beim pnp-Typ nur ein Löcherstrom vom positiv gepolten Emitter zum Collector und fast kein Elektronenstrom in umgekehrter Richtung fließt. Dies hängt nur von der Dosierung der Verunreinigungen ab. Ihre Dichte in den p-Gebieten

(Emitter und Collector) ist etwa 100-mal größer als die Dichte in der negativen Blockschicht. Es steht also für den Stromanteil, der von den Elektronen getragen wird, nur der hundertste Teil von Ladungsträgern zur Verfügung, d. h. der Elektronenstrom, der vom Block in den Emitter übergeht, ist infolgedessen gegenüber dem Löcherstrom mit anderer Richtung 100-mal kleiner und kann für praktische Belange vernachlässigt werden. Die verschieden starke Dosierung der Verunreinigungen bringt auch im Collectorkreis noch einen beachtlichen Vorteil, nämlich den, daß seine Sperrschicht nicht gleichmäßig weit in die benachbarte Blockschicht hineinreicht. Die ungleiche Dosierung bewirkt vielmehr, daß sie um etwa 2 Zehnerpotenzen tiefer in das Blockgebiet als in das Collectorgebiet in Richtung des Emitters verschoben ist. Dieser Zustand ist erwünscht, denn an der Sperrschichtfront des Collectors fällt fast die gesamte Collectorspannung ab. Je weiter die Spannungsfront nach vorn geschoben wird, um so mehr wird der Diffusionsvorgang gefördert, damit die Laufzeit der Ladungsträger durch den Block sinkt und auch höhere Frequenzen mit dem Flächentransistor verstärkt werden können.

Zum Vergleich sei an das Zustandekommen der verstärkenden Wirkung in einer Röhre erinnert. Der von der Katode emittierte Elektronenstrom durchläuft das Vakuum der Röhre, erreicht die Anode und erleidet am Lastwiderstand R_L einen Spannungsabfall. Dieser schwankt im Takte der an das quasi statisch wirkende Gitter der Röhre angelegten Steuerspannung und kann an einem Übertrager in jeder gewünschten Größe abgenommen werden. Der anodenseitige Innenwiderstand liegt bei der Pentode sehr hoch und wird bei Transistoren nur in Blockschaltung fast erreicht (20–700 kOhm). Ihre Widerstände am Eingang schwanken hier zwischen 20 und 150 Ohm. In der Pentode gibt es kaum eine Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis, wohl aber bei der Triode, die damit vergleichbar wird mit einem Transistor in Emitterschaltung, dessen Rückwirkungen sich so bemerkbar machen, als sei in seinem Inneren ein 300-kOhm-Widerstand in Verbindung mit einer Kapazität von 8–14 pF vorhanden. Die Rückwirkung kommt daher, daß, wie oben erwähnt, ein kleiner Reststrom aus Elektronen vom Collector-p-Gebiet über den Block zur

Emitterzone fließt. Die angelegten Spannungen verändern die Rückwirkung vom Collectorkreis auf den Eingangskreis durch diesen Elektronenstrom nicht. Er ist vorhanden, weil die Dosierung der Verunreinigungen in der Collector-p-Schicht gegenüber der negativen Mittelschicht zwar nur ein Hundertstel beträgt, aber doch nicht ganz unterbleiben kann. – Der Transistor in Emitterschaltung entspricht einer Triode auch insofern, als die beiden ausgangsseitigen Widerstände R_o zahlenmäßig übereinstimmen (10–50 kOhm). Der Eingangswiderstand R_e dieser Schaltung beträgt 0,4 bis 2,5 kOhm. Für die Collectorschaltung gelten die Werte: R_e = 10 bis 200 kOhm und R_a = 0,1 bis 2 kOhm. Die Streuung aller angegebenen Widerstandswerte beruht auf den Einfluß von R_g und R_L infolge der geschilderten Rückwirkung. Der Transistor wird nicht leistungslos gesteuert.

Eine Beurteilung der Verstärkerwirkung von Flächen-Transistoren setzt voraus, daß zwischen Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung unterschieden wird. In einer Blockbasis-Schaltung, die jetzt besprochen werden soll, liefert der Flächen-Transistor keine Stromverstärkung, sondern eher eine Stromabschwächung, da der Stromverstärkungsfaktor v_i oder α unterhalb von 1 liegt. Dies ist leicht aus der oben genannten Gleichung $I_e = I_b + I_c$ zu verstehen, da der Collectorstrom I_c um den Wert des Blockreststromes I_b kleiner als der Emitterstrom I_e ist. Also muß auch das Verhältnis dieser Ströme und die Stromverstärkung $\frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} = v_i$ oder α kleiner als 1 sein.

Um zu beweisen, daß I_c nur von I_e abhängt, daf I_c bei einer Erhöhung der Collectorspannung U_c nicht ansteigen, denn sonst würde ja eine Steuerung durch den Emitterstrom I_e möglich sein. Wenn trotz Spannungserhöhung kein größerer Collectorstrom I_c fließt, setzt dieses Verhalten einen hohen Innenwiderstand am Collector R_c voraus. R_c erreicht einen Wert von fast 1 MΩ. Der noch im Collectorkreis liegende Lastwiderstand R_L muß klein gegenüber R_c sein, damit jener den Collectorstrom nicht merklich herabsetzt. Wir wählen R_L mit 100 kOhm. Es wurde schon gesagt, daß der Emitter in Durchlaßrichtung arbeitet und infolgedessen nur einen kleinen Widerstand von ungefähr 100 Ω hat, so daß kräftige Strom-

änderungen ΔI_e durch geringe Spannungsänderungen am Emitter entstehen. Zugleich erfolgt auch eine Änderung von I_c. Diese tritt als starke Spannungsänderung am Lastwiderstand (Spannungsabfall an R) auf, die die Spannungsänderung im Emitterkreis beträchtlich zu übersteigen vermag. Wie wirkungsvoll die hierdurch entstehende S p a n n u n g s v e r s t ä r k u n g v_u oder β sein kann, soll ein Beispiel zeigen.

Spannungsverstärkung: β =

Leerlauf: $$\frac{\Delta U_c}{\Delta U_e} \text{ oder } \frac{R_c}{R_e} = \frac{10^6}{10^2} = \underline{10^4 \text{ fach}}$$

Mit $R_L = 10^5\ \Omega$: $$\frac{\Delta U_L}{\Delta U_e} \text{ oder } \frac{R_L}{R_e} = \frac{10^5}{10^2} = \underline{10^3 \text{ fach}}$$

Leistungsverstärkung: v_N oder γ. Wenn man hier die Anpassung $R_L = R_c$ wählt, nimmt man die Hälfte von $\alpha = 0{,}9$ und $\beta = 10^4$ und erhält:

$$\gamma = \frac{\alpha \cdot \beta}{2 \cdot 2} = \frac{0{,}9 \cdot 10^4}{2 \cdot 2} = \underline{2250 \text{ fach.}}$$

In der Blockbasisschaltung tritt keine Umkehr der Phasenlage zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom ein. Bei ihr wirkt sich der verhältnismäßig niedrige Eingangswiderstand des Emitters von ungefähr 100 Ω auf die Anpassung der vorgeschalteten Netzwerkelemente recht ungünstig aus. Jede unerwünschte Fehlanpassung läßt sich mit einem Übertrager beseitigen oder man nimmt sie als solche hin, was allerdings bei einem vorausgehenden Schwingkreis nicht möglich ist. Ein hochohmiger Eingang würde deshalb neben einer Verkleinerung der Steuerleistung die Anpassung verbessern.

Wir wissen, daß I_e und I_c nahezu gleich sind und daß der Block-Reststrom I_b sehr gering ist. Warum sollte man nicht mit dem Blockstrom anstatt mit dem Emitterstrom steuern? Diese Überlegung führt zu der in der Praxis bevorzugt verwendeten E m i t t e r b a s i s - S c h a l t u n g durch Vertauschen der An-

schlüsse für den Block und den Emitter. Die Eingangsspannung liegt auch hier wie bei der Blockschaltung zwischen den gleichen aber vertauschten Klemmen; es besteht nur der Unterschied, daß jetzt der Steuerstrom um eine Größenordnung kleiner und der Eingangswiderstand auf Werte von etwa 1 kOhm gestiegen ist. So ist der Wunsch nach Vergrößerung des Eingangswiderstandes und Verringerung der Steuerleistung erfüllt worden. Die Formel für die Stromverstärkung in der Emitterbasis-Schaltung lautet:

$$v_i' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Wie hier der sehr kleine Blockstrom I_b eine kräftige Stromverstärkung verursacht, soll die folgende Darstellung verständlich machen.

Bei der Blockbasis-Schaltung hieß die Definition für die Stromverstärkung $v_i = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$ d. h. es stehen beide Ströme in einem festen Verhältnis zueinander. Ihre Differenz $I_e - I_c = I_b$ ändert sich dagegen mit ihrer absoluten Größe. In der Emitter-Schaltung wird mit dem Blockstrom I_b gesteuert. Als Folge hiervon ändern sich in entsprechender Weise die Absolut-Werte von I_e und I_c gleichzeitig. Ein pnp-Ge-Flächen-Transistor habe 12 mA Collectorstrom und 0,15 mA Block-Reststrom. Dann beträgt der Emitterstrom 12,0 + 0,15 = 12,15 mA. Ändert man jetzt den Blockstrom um 0,10 mA von 0,15 auf 0,25 mA, so steigt I_e von 12,15 auf 20,25 mA und I_c von 12,0 auf 20,0 mA an. (Die Rechnung stimmt, weil das Verhältnis der Ströme $\frac{12{,}15}{12{,}00}$ und $\frac{20{,}25}{20{,}00}$ übereinstimmt und die Differenz 20,25–20,0 = 0,25 ergibt.) Eine Erhöhung des Blockstromes I_b um 0,10 mA bewirkt demnach eine Änderung des Collector-Stromes I_c um 20–12 = 8 mA. Also wird

$$v_i' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{8\,\text{mA}}{0{,}1\,\text{mA}} = \underline{80\,\text{fach.}}$$

Die Stromverstärkung v'_I oder α' läßt sich weiter bis zum 1000-fachen steigern; sie wird um so größer, je weniger sich die Collector- und Emitterströme voneinander unterscheiden.

Die Spannungsverstärkung v'_u oder β' dieser Schaltung ist geringer, weil jetzt der Collectorwiderstand kleiner als in der Blockschaltung ist. Die Leistungsverstärkung v'_N erreicht Werte bis über 10^4 hinaus.

Wie bei der Röhre findet in der Emitterschaltung eine Phasenverschiebung vom Eingang zum Ausgang um 180° statt.

Schließlich betrachten wir die letzte der 3 Grundschaltungen auf Bild 26. Hier bildet der Collector den gemeinsamen Anschlußpol. Sie heißt deshalb Collectorbasis-Schaltung und hat bloß in Sonderfällen Bedeutung, da sich mit ihr nur die relativ geringe Leistungsverstärkung von 15 dB erzielen läßt. Block und Collector bilden die Eingangsklemmen mit einem ziemlich hohen Eingangswiderstand (bis 200 kOhm). Mit dem kleinen Blockstrom wird gesteuert. Als Ausgangsklemmen wählt man den Emitter und den Collector. Bei nahezu gleichen Spannungen an den beiden Klemmenpaaren fließen verschieden große Ströme, denn der Emitterstrom am Ausgang kommt aus einer Quelle mit relativ kleinem R_e. Obgleich die Stromverstärkung v_i'' etwa so groß ist wie die in der Emitterschaltung, liegt die Leistungsverstärkung $v_{N''}$ etwa in der Größenordnung von 10 dB, weil die Spannungsverstärkung v_u'' etwas kleiner als eins ist. Eine Collector-Schaltung mit einem hochohmigen Eingang von etwa 100 kOhm und einem niedrigen Ausgang von etwa 1 kOhm stellt wie ein Übertrager eine Art Impedanz-Wandler dar. Die entsprechende Röhrenschaltung mit übereinstimmenden Merkmalen heißt Anodenbasis- oder Katodenverstärker-Schaltung.

npn-Typ

Die soeben besprochene Erklärung der physikalischen Wirkungsweise bezog sich ausschließlich auf die pnp-Transistoren. Der hierzu komplementäre Flächen-Transistor, der gezogene npn-Typ zeigt in theoretischer Hinsicht ein völlig analoges Verhalten. Bei den npn-Transistoren bestehen die Emitter und

Collectoren aus n- und die Blöcke aus p-Germanium. Der Emitter arbeitet auch hier in Durchlaßrichtung, wird aber negativ vorgespannt. Er sendet jedoch beim npn-Typ Elektronen über die Blockschicht in den Collector, der für die Sperrung eine Vorspannung in positiver Richtung erhält. Die Collectorspannung wird stets zuerst angelegt (s. Bild 31).

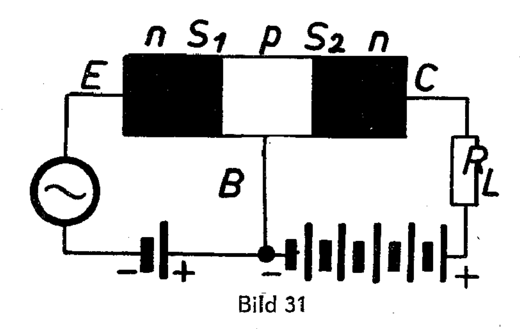


Bild 31

Die Verunreinigungen werden diesmal so dosiert, daß die Dichte der Elektronen in den n-Gebieten (Emitter und Collector) die Dichte der positiven Löcher in der Blockzone 100-mal übersteigt. Es stehen also 100-mal mehr Elektronen als Löcher zum Stromtransport bereit. Weitere Einzelheiten übernehme man sinngemäß von den vorhergehenden Erörterungen über den pnp-Typ. Unterschiede im praktischen Verhalten beider Typen entstehen hauptsächlich dadurch, daß die Diffusionskonstante für Elektronen D_n etwa 2-mal so groß wie diejenige für Löcher D_p ist. Dies wirkt sich vorteilhaft auf die Stromverstärkung eines solchen Transistors in der Emitterschaltung aus. Sie kann bis zu 100-fach sein. E_c beträgt hier 1 bis 2 MΩ, so daß in einer Stufe eine Leistungsverstärkung bis zu 50 dB erwartet werden kann.

Vierpoldarstellung

Nachdem Grundsätzliches über die Wirkungsweise und Verstärkung der Transistoren bei niedrigen Frequenzen mit kleinen Signalen bekannt ist, wollen wir jetzt das Verstärkerproblem von der Seite des Rechners her ansehen. Die Theorie des phy-

sikalischen Geschehens wurde nicht nur gebildet, um tiefer in die Vorgänge hineinzublicken, sondern um die Ergebnisse der Theorie in der Praxis anzuwenden. Wir möchten insbesondere erreichen, den Verstärkungsgrad einer Transistorschaltung sicher und schnell berechnen zu können. Was ist hier zu erwarten, wenn man bedenkt, daß sich ein Transistor im Vergleich zu einer Röhre teilweise völlig andersartig verhält? Unterschiede zwischen Röhre und Transistor muß man kennen, um sich mit den grundlegenden und wesentlichen Gesichtspunkten für die Auslegung von Transistorschaltungen vertraut zu machen. Ein beträchtlicher Unterschied zwischen beiden besteht durch die Rückwirkung des Collectorkreises auf den Emitterkreis des Transistors, dessen Analogen bei der Pentode fehlt. Durch das Zusammenwirken solcher und anderer Komponenten erscheinen die Vorgänge im Transistor ziemlich kompliziert. Ebenso wie die Triode gehört der Transistor zu den Netzwerk-Elementen mit drei Durchführungen, aber 4 Anschlüssen, so daß er sich als Vierpol darstellen läßt. Mit der Kenntnis der Vierpoltheorie bedeutet jedoch seine mathematische Erfassung kein Problem mehr. Gemeint ist das Rechnen mit Matrizen und Determinanten zwecks Lösung unübersichtlicher Aufgaben. Während man bei der Betrachtung beliebiger elektrischer Netzwerke fast ausschließlich vielreihige Matrizen und Determinanten benötigt, genügt in der Vierpoltheorie die zweireihige quadratische Form, wodurch alles viel leichter faßlich wird. Unter Beachtung der Kirchhoff'schen Regeln kann man den hier gebrauchten Vierpol durch 2 lineare Gleichungen mit 2 Unbekannten und 4 Koeffizienten beschreiben. Allein letztere sind für die Berechnung wesentlich, so daß man meistens nur sie in einem Schema anordnet, das Matrix heißt und zu mathematischen Entwicklungen der Vierpole gesetzmäßig benutzt wird. Diese rein schematisch aufgestellte Koeffizienten-Matrix hat im Gegensatz zu einer Determinante keinen errechenbaren Wert. Sie kann aber auch als Determinante auftreten und dann nach gegebenen Rechenregeln wertmäßig ermittelt werden. Eine Determinante ist also eine abgekürzt geschriebene spezielle Rechenvorschrift, die n^2-Elemente miteinander verknüpft.
Wir machen jedoch in dieser kurzen Darstellung der Transistortechnik keinen Gebrauch von der Determinantenrechnung, son-

dern benutzen beim Entwurf von Schaltungen mit Rücksicht auf den hier angesprochenen Leserkreis fertige Formeln, welche Elemente (= Transistorkenndaten oder -Parameter) der Determinanten enthalten. Man kommt hier mit einer Art „Verstärker-Algebra" aus. Derjenige aber, der sich für Determinanten interessiert, sei auf die als Band 50 der Schriftenreihe des Verlages Technik über „Determinanten und Matrizen und ihre Anwendung in der Elektrotechnik" von W.-D. Klose verwiesen.

Um das Wirken eines Transistors als Vierpol sinnbildlich in geometrischer Form darzustellen, bedient man sich häufig eines Ersatzschaltbildes, das als Ergänzung zu der arithmetischen Lösung von Vierpolaufgaben mit Hilfe der Matrizenrechnung oder „Verstärker-Algebra" existiert. Beide gehören zusammen.

Ersatzschaltbilder

Jeder, der Transistoren in der Praxis anwendet, will mit der Einführung eines Ersatzschaltbildes eine bessere Übersicht über seine Schaltungen gewinnen. Bild 32 zeigt die Vierpolersatzschaltung eines Transistors. Hier wurde zur Deutung seiner

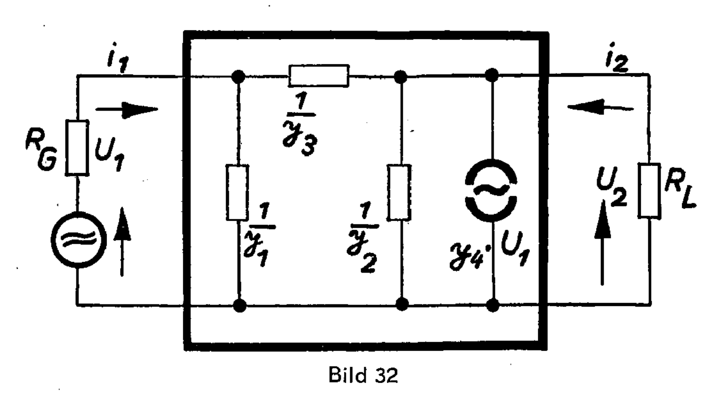


Bild 32

Eigenschaften ein aktives π-Glied mit den Leitwerten y_1, y_2, y_3, y_4 verwendet.

Diese Form ist für Hochfrequenzkreise besonders günstig, ferner deshalb, weil die Außenwiderstände auf beiden Seiten

bequem zu den Vierpolwiderständen zugerechnet werden können und weil die dazu gehörigen Vierpolgleichungen

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

mit den u-konstanten Parametern y_{11}, y_{12}, y_{21} und y_{22} einen treffenden Vergleich mit den gewohnten Röhrenfunktionen gestatten. Werden beide Gleichungen auf die Röhre bezogen, entfällt die erste, weil der Eingangsleitwert y_{11} und Rückwirkungsleitwert y_{12} verschwinden, während die zweite die bekannte Gestalt

$$i_2 = S \cdot u_1 + \frac{1}{R_i} \cdot u_2$$

oder $i_a = S \cdot (u_g + D \cdot u_a)$ annimmt.

Hierbei wurde berücksichtigt, daß der Verstärkungsleitwert $y_{21} = S$, der Ausgangsleitwert $y_{22} = \frac{1}{R_i}$ und $R_i \cdot S \cdot D = 1$ ist.

Beim Transistor läßt sich in ähnlicher Weise das Gleichungspaar leider nicht vereinfachen, so daß hier seine Gültigkeit wie bei jedem Vierpol bestehen bleibt.

Eine elektrische Ersatzschaltung liefert immer ein gutes Bild von dem Wirken eines Vierpols, weil sich seine Eigenschaften nicht mehr hinter einem elektrischen Symbol verbergen, sondern ein Ersatzbild ist aus bekannten linearen Schaltelementen (Widerstände, Kondensatoren und Spulen) zusammengesetzt, wenn es sich um passive Vierpole wie Filter, Dämpfungsglieder oder Fernsprechleitungen handelt. Bei den aktiven Vierpolen, den Röhren und Transistoren, kommen dann noch Spannungs- oder Stromquellen hinzu. Die Aufstellung eines Ersatzbildes für Röhren und Transistoren gilt allerdings nur dann, wenn man diesem lineares Verhalten beimißt und wenn man bedenkt, daß sich nur das Wechselstromverhalten zeigt. Für die Wahl des richtigen Ersatzbildes ist es nicht gleichgültig, ob der Transistor als HF-, NF-Verstärker oder Oszillator eingesetzt werden soll. Was hier geschildert wird, bezieht sich nur auf den Niederfrequenzbereich. Es treten dann im Ersatzbild keine

Spulen und Kondensatoren auf. Die Zahl möglicher Schaltbilder ist groß, wenn man einmal überlegt, daß jedes der auf Bild 33 (S. 66) gezeichneten für Transistoren passenden Glieder in der π-, T- und 2-Quellen-Form durch Leitwerte (y), Widerstände (r) oder Hybrid (h)-Zahlen (U- u. J-Mischung) dargestellt werden kann. Entsprechend den drei Grundschaltungen könnte man insgesamt 3 mal 9 gleich 27 Skizzen anschreiben. Glücklicherweise gibt es nur einige Ersatzschaltbilder, die für die Praxis in Betracht kommen, denn nur wenige y-, r- oder h-Werte passen zu jedem π-, T- oder 2 Q-Glied, wenn man ein Optimum an Einfachheit und Übersichtlichkeit erhalten will. Dabei möchte man meistens wissen, wie sich ein Transistor in einer ganz bestimmten Schaltung verhält, so daß man ihn bei der Wahl des Ersatzbildes an die übrigen Bauteile günstig anpassen kann.

Für welche Zwecke die Leitwerte (y) in der Gestalt eines π-Gliedes günstig sind, haben wir soeben im Zusammenhang mit Bild 32 gesagt. Die andere Form mit Widerständen (r) hat bei schaltungs-theoretischen Betrachtungen den Vorzug der Anschaulichkeit; sie wird als T-Glied dort bevorzugt, wo Teile benachbarter Netzwerke in Reihe geschaltet sind und wo in der Regel eine Spannungsquelle am besten paßt. Das T-Glied wurde bisher vorwiegend bei Spitzentransistoren mit Erfolg angewendet. Da sich aber einige ihrer r-Kenndaten nicht leicht messen lassen, hat sich vorwiegend aus meßtechnischen Gründen beim Flächentransistor die günstigere h-Form als 2-Quellen-Glied nach Bild 33 c allgemein durchgesetzt. Die Bezeichnung h (= hybrid = gemischt) deutet darauf hin, daß die h-Parameter verschiedene Dimensionen haben. Diese Hybrid-Form beschreibt das Transistorverhalten in Niederfrequenzschaltungen recht gut. Das Gleiche gilt auch für das HF-Gebiet, dann aber mit einem anderen, dazu passenden Ersatzbild.

Nach Bild 33 besitzt jedes Ersatzschaltbild eines aktiven linearen Vierpols vier Elemente. Von diesen muß wenigstens eines eine Energiequelle sein, wenn es sich hier bei einem Transistor um einen aktiven linearen Vierpol handelt. Es bestehen also zwei Arten von Ersatzbildern: solche mit einer Quelle und drei

Widerständen sowie andere mit zwei Quellen und zwei Widerständen bei getrennten Eingangs- und Ausgangskreisen. Nicht alle mit den vier Veränderlichen u_1, i_1, u_2 und i_2 aufgestellten Vierpolgleichungen ergeben ein Schaltbild mit zwei Energiequellen. Das für unsere Zwecke wichtigste Gleichungspaar mit Hybrid-Zahlen (h) lautet:

$$u_1 = f\ (i_1;\ u_2) \qquad\qquad i_2 = g\ (i_1;\ u_2)$$

Dieses Paar werden wir immer benutzen und uns keine Gedanken darüber machen, welches Schaltbild mit einer oder zwei Energiequellen für welchen bestimmten Fall am zweckmäßigsten ist. Denn darüber kann nur derjenige entscheiden, der auf diesem Gebiet einige Erfahrung gesammelt hat.

Kenngrößen (y-, r- und h-Parameter)

Zu jedem Ersatzschaltbild eines Flächentransistors gehört ein dazu passendes Gleichungspaar, das seine charakteristischen Vierpolparameter enthält und uns die Möglichkeit gibt, Transistorschaltungen zu berechnen. Wie wir auf Grund der physikalischen Vorgänge im Transistor wissen, sind alle Matrizenelemente (Parameter) von der Temperatur, der Frequenz und von dem durch den Emitterstrom und die Collectorspannung gegebenen Arbeitspunkt abhängig. Es wurde oben schon gesagt, daß nur bei Niederfrequenz keine Spulen und Kondensatoren im Ersatzbild nötig sind, und wir uns deshalb bei der mathematischen Untersuchung auf das Niederfrequenzverhalten von Transistoren beschränken wollen.

Um über die Form und Art der Ersatzschaltbilder nicht mißverstanden zu werden, möchten wir noch einmal betonen, daß nach Bild 33 die Leitwerte (y) nicht nur als π-Glieder, die Widerstände (r) nicht nur als T-Glieder vorkommen können und daß die Hybrid-Parameter (h) nicht allein durch ein Ersatzschaltbild mit zwei aktiven Elementen als Spannungs- und Stromgeneratoren (2 Q) dargestellt zu werden brauchen. Als Beispiel seien die Ersatzschaltbilder für die y-, r- und h-Werte in der 2-Quellen-Form auf Bild 34 herangezogen.

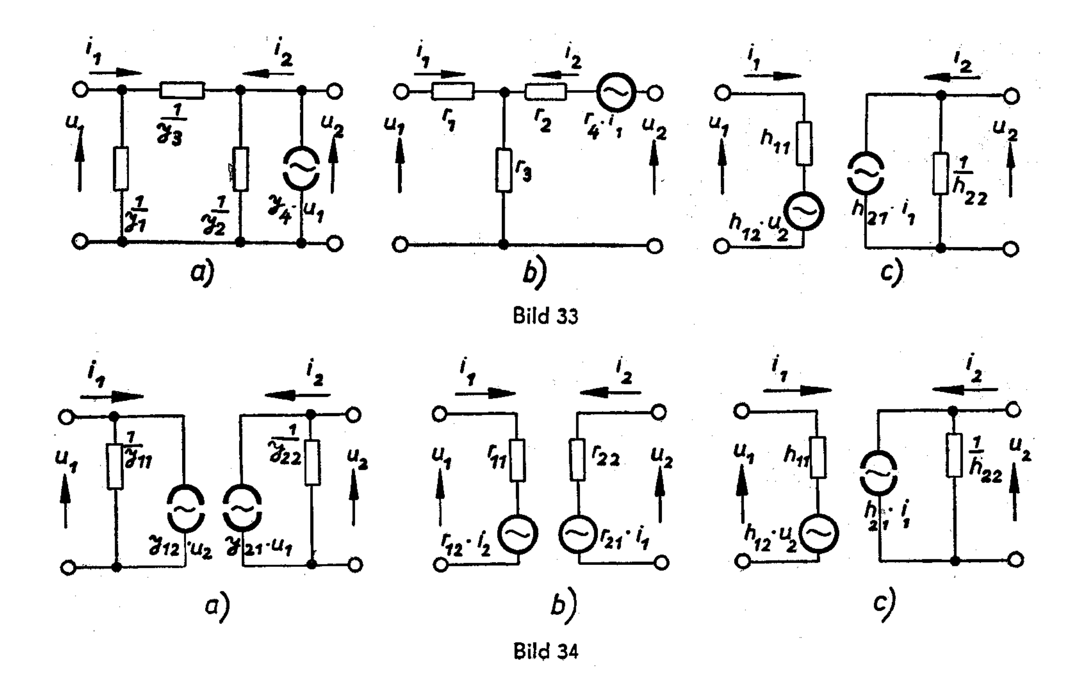


Bild 33

Bild 34

Die hierzu gehörenden ausgeschriebenen Gleichungspaare lauten:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2 \qquad u_1 = r_{11} \cdot i_1 + r_{12} \cdot i_2$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2 \qquad u_2 = r_{21} \cdot i_1 + r_{22} \cdot i_2$$

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

u_1, u_2 sind Wechselspannungen, i_1, i_2 Wechselströme, die den zum Betrieb des Transistors notwendigen Gleichspannungen und -strömen überlagert sind. Die mit doppeltem Index versehenen Größen hängen von den Eigenschaften des jeweils betrachteten Transistors ab. Man nennt daher diese vier zur Berechnung erforderlichen Zahlen die Kenngrößen oder Vierpolparameter des Transistors. Während die h-Parameter im Niederfrequenzbereich reelle Zahlen sind, bestehen sie bei höheren Frequenzen aus komplexen Zahlen, die in nicht einfacher Weise frequenzabhängig sind. Die Kenngrößen werden entweder aus Kennlinienfeldern oder durch Messungen in Brückenschaltungen mit Wechselspannungen und -strömen ermittelt. Sie gelten nur für kleine Amplituden im jeweils angegebenen Arbeitspunkt, denn nur bei kleinen Änderungen der Ströme und Spannungen um diesen Punkt läßt sich der Zusammenhang zwischen diesen Änderungen als linear auffassen.

Aus den drei Gleichungspaaren mit den y-, r- und h-Koeffizienten bilden wir die entsprechenden drei Schemata, Matrizen genannt:

$$\begin{pmatrix} y_{11} & u_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$$

Die Elemente dieser Matrizen sind die Parameter oder Kenngrößen der Transistoren und stehen auf den rechten Seiten der drei ausgeschriebenen Gleichungen vor den unabhängigen Veränderlichen. Diese treten in der Serie der Leitwert-Parameter (y) als zwei Spannungen und in der Serie der Widerstands-Parameter (r) als zwei Ströme auf, erscheinen aber in der h-Parameter-Serie als ein Strom und eine Spannung. Hier sieht man noch einmal recht deutlich, wie durch diesen zwie-

spältigen (hybriden) Charakter der Name der h-Parameter entstanden ist. Manchmal spricht man auch in diesem Zusammenhang von u-konstanten, i-konstanten und i-u-gemischten Parametern oder Vierpolgleichungen, wenn die y-, r- oder h-Serie gemeint ist.

In den genannten drei Systemen bedeuten die einzelnen Kenngrößen:

1. $y_{11} = \left|\frac{i_1}{u_1}\right| \quad u_2 = 0$ Eingangsleitwert bei sekundärem Kurzschluß [S]

   $y_{12} = \left|\frac{i_1}{u_2}\right| \quad u_1 = 0$ Rückwirkung bei primärem Kurzschluß [S]

   $y_{21} = \left|\frac{i_2}{u_1}\right| \quad u_2 = 0$ Verstärkung bei sekundärem Kurzschluß [S]

   $y_{22} = \left|\frac{i_2}{u_2}\right| \quad u_1 = 0$ Ausgangsleitwert bei primärem Kurzschluß [S]

---

2. $r_{11} = \left|\frac{u_1}{i_1}\right| \quad i_2 = 0$ Eingangswiderstand bei sekundärem Leerlauf [Ω]

   $r_{12} = \left|\frac{u_1}{i_2}\right| \quad i_1 = 0$ Rückwirkung bei primärem Leerlauf [Ω]

   $r_{21} = \left|\frac{u_2}{i_1}\right| \quad i_2 = 0$ Verstärkung bei sekundärem Leerlauf [Ω]

   $r_{22} = \left|\frac{u_2}{i_2}\right| \quad i_1 = 0$ Ausgangswiderstand bei primärem Leerlauf [Ω]

---

3. $h_{11} = \left|\frac{u_1}{i_1}\right| \quad u_2 = 0$ Eingangswiderstand bei sekundärem Kurzschluß [Ω]

   $h_{12} = \left|\frac{u_1}{u_2}\right| \quad i_1 = 0$ Spannungsrückwirkung bei primärem Leerlauf [–]

   $h_{21} = \left|\frac{i_2}{i_1}\right| \quad u_2 = 0$ Stromverstärkung bei sekundärem Kurzschluß [–]

   $h_{22} = \left|\frac{i_2}{u_2}\right| \quad i_1 = 0$ Ausgangsleitwert bei primärem Leerlauf [–]

Zur Abkürzung sollen noch die Determinanten Δ eingeführt werden:

$$\Delta_y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$$

$$\Delta_r = r_{11} \cdot r_{22} - r_{12} \cdot r_{21}$$

$$\Delta_h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

Fast alle Hersteller von Transistoren kennzeichnen die Eigenschaften ihrer Erzeugnisse mit den h-Parametern, weil diese für die Berechnung von Verstärkern hauptsächlich benutzt werden. Gelegentlich braucht man aber auch die anderen Parametersysteme. Da alle voneinander abhängig sind, gelten folgende Umrechnungsformeln:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} \qquad y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}} \qquad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \qquad y_{22} = \frac{\Delta_h}{h_{11}}$$

$$r_{11} = \frac{\Delta_h}{h_{22}} \qquad r_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}} \qquad r_{21} = \frac{-h_{21}}{h_{22}} \qquad r_{22} = \frac{1}{h_{22}}$$

Ferner ist

$$\Delta_h = \frac{y_{22}}{y_{11}} \text{ und } \Delta_h = \frac{r_{11}}{r_{22}}$$

Die Anzahl der Umrechnungsformeln könnte im Hinblick auf die Zusammenhänge mit den drei Grundschaltungen noch erweitert werden. Wir verzichten jedoch hier auf die Niederschrift der Relationen aller drei Parametersysteme zu den drei Grundschaltungen und beschränken uns auf das Hybrid-System (h). Zur Definition der Transistor-Kenndaten waren die Randbedingungen „Kurzschluß“ und „Leerlauf“ der Klemmenpaare notwendig. Letztere sind aber bei den drei Grundschaltungen verschieden, so daß auch die vier Parameter nicht gleich sein können und für die jeweilige Schaltung folgendermaßen gekennzeichnet werden:

Blockbasis-Schaltung:	h oder h_b
Emitterbasis-Schaltung:	h' oder h_e
Collectorbasis-Schaltung:	h'' oder h_c

Eine kleine Formeltabelle hilft hier bei der Umrechnung:

Block:	Emitter:	Collector:
$h_{11} = \dfrac{h'_{11}}{1 + h_{21}'}$	$h_{11}' = \dfrac{h_{11}}{1 + h_{21}}$	$h_{11}'' = \dfrac{h_{11}}{1 + h_{21}}$
$h_{12} = \dfrac{\Delta_{h'} - h'_{12}}{1 + h'_{21}}$	$h_{12}' = \dfrac{\Delta_{h'} - h_{12}}{1 + h_{21}}$	$h_{12}'' = 1$
$h_{21} = \dfrac{-h'_{21}}{1 + h'_{21}}$	$h_{21}' = \dfrac{-h_{21}}{1 + h_{21}}$	$h_{21}'' = \dfrac{-1}{1 + h_{21}}$
$h_{22} = \dfrac{h'_{22}}{1 + h'_{21}}$	$h_{22}' = \dfrac{h_{22}}{1 + h_{21}}$	$h_{22}'' = \dfrac{h_{22}}{1 + h_{21}}$
$\Delta_h = \dfrac{\Delta_{h'}}{1 + h'_{21}}$	$\Delta_{h'} = \dfrac{\Delta_h}{1 + h_{21}}$	$\Delta_{h''} = \dfrac{1}{1 + h_{21}}$

Betriebsgrößen und Eigenschaften

Die bisher beschriebenen Kenngrößen (Parameter) können zur unmittelbaren Berechnung von Transistorschaltungen nicht dienen. Erst die aus ihnen ermittelten **Betriebsgrößen** bilden die hierzu notwendige Formelsammlung. Die im allgemeinen bevorzugte Emitterschaltung wird manchmal als eine Art „Grundschaltung" angesehen. Dies folgt daraus, daß die Blockbasis- und Collectorbasis-Schaltung in ihrer Stabilität größer und in ihrer Verstärkung kleiner als die Emitterbasis-Schaltung sind, also so wirken, als seien sie gegengekoppelte Emitter-Schaltungen.

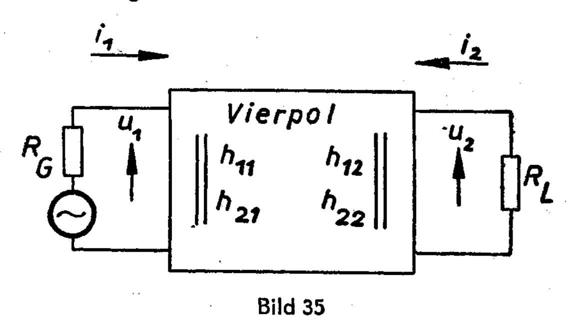


Bild 35

Unter den Betriebsgrößen eines Transistors versteht man: Die inneren Widerstände am Eingang und Ausgang, Stromverstärkung, Spannungsverstärkung, Leistungsverstärkung usw. Zu ihrer Erläuterung beziehen wir uns auf Bild 35 mit dem Generatorwiderstand R_g und dem Lastwiderstand R_L.

Die zugehörigen beiden Gleichungen lauten:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \qquad (1a)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 = h_{22} \cdot u_2 \qquad (1b)$$

Wir berechnen den Eingangswiderstand R bei Belastung mit R_L. Für den Ausgangsstrom ergibt sich:

$$i_2 = -\frac{u_2}{R_L}, \quad \text{in (1b) einsetzen:}$$

$$-\frac{u_2}{R_L} = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2, \quad \text{nach } u_2 \text{ auflösen;}$$

$$\left(h_{22} + \frac{1}{R_L}\right) \cdot u_2 = -h_{21} \cdot i_1$$

$$u_2 = \frac{-h_{21} \cdot i_1}{h_{22} + \frac{1}{R_L}}$$

und in (1a) einsetzen

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 - \frac{h_{12} \cdot h_{21} \cdot i_1}{h_{22} + \frac{1}{R_L}}$$

$$R_e = \frac{u_1}{i_1} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22} + \frac{1}{R_L}} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21} \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

$$R_e = \frac{h_{11} + h_{11} \cdot h_{22} \cdot R_L - h_{12} \cdot h_{21} \cdot R_L}{1 + h_{22} R_L} = \frac{h_{11} + \Delta \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L} \qquad (2)$$

wobei $\Delta = \Delta_h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$ ist.

Ganz ähnlich werden gefunden:

Ausgangswiderstand (mit R_g am Eingang)

$$R_a = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta + h_{22} \cdot R_g} \quad (3)$$

Stromverstärkung (mit R_L am Ausgang)

$$\alpha = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (4)$$

Spannungsverstärkung (mit R_L am Ausgang)

$$\beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta \cdot R_L} \quad (5)$$

Leistungsverstärkung $g_N = \alpha \cdot \beta$

$$= -\frac{i_2^2 \cdot R_L}{i_1^2 \cdot R_e} = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{R_e \cdot (1 + h_{22} \cdot R_L)^2} \quad (6)$$

$$= \frac{h_{21}^2 \cdot RL}{(1 + h_{22} \cdot R_L) \cdot (h_{11} + \Delta \cdot R_L)}$$

Optimale Leistungsverstärkung ($R_g = R_e$; $R_L = R_a$)

$$g_{max} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}} \right)^2 \quad (7)$$

Bei optimaler Anpassung ($R_g = R_e$; $R_L = R_a$)

$$R_g = \sqrt{\frac{\Delta \cdot h_{11}}{h_{22}}} \quad (8a)$$

$$R_L = \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta \cdot h_{22}}} \quad (8b)$$

Aufgabe:

Aufbauend auf den bisherigen Ausführungen wollen wir als Beispiel die Betriebsgrößen eines einstufigen Verstärkers mit dem pnp-Flächentransistor TF 65 (Siemens) in Emitterbasis-Schaltung berechnen. Der Lastwiderstand betrage 10 kOhm und am Eingang soll ein Generator optimal angepaßt werden. Wir können das Ersatzschaltbild auf Bild 33c für diese Emitterschaltung benutzen. Die h'-Parameter liegen als Kenngrößen des Transistors in Emitterschaltung bei dem Arbeitspunkt $U_c = -1$ V und $J_c = -2$ mA zahlenmäßig vor:

$$h'_{11} = 800\,\Omega,\ h'_{12} = 6 \cdot 10^{-4},\ h'_{21} = 50,\ h'_{22} = 75 \cdot 10^{-6}\,S$$

$$\Delta h' = 300 \cdot 10^{-4} \text{ und } fg' = 10 \text{ kHz}$$

Lösung:

Für optimale Anpassung des Generators gilt die Formel (8a)

$$R'_g = \sqrt{\frac{\Delta \cdot h'_{11}}{h'_{22}}} = \sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-4} \cdot 800}{75 \cdot 10^{-6}}} = \frac{2}{5}\sqrt{\frac{6}{3} \cdot 10^6}$$
$$= 400 \cdot 1{,}41 = \underline{564}\ \Omega$$

Diesen Wert in Formel (3) eingesetzt, ergibt:

$$R'_a = \frac{h'_{11} + R'_g}{\Delta + h'_{22} \cdot R'_g} = \frac{800 + 564}{300 \cdot 10^{4-} + 423 \cdot 10^{-4}}$$
$$= \frac{1364}{723 \cdot 10^{-4}} = \underline{18800}\ \Omega$$

Mit Formel (2) findet man:

$$R'_e = \frac{h'_{11} + \Delta \cdot R_L}{1 + h'_{22} \cdot R_L} = \frac{800 + 300 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{1 + 75 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4} = \frac{1100}{1{,}75} = \underline{629}\ \Omega$$

und stellt fest, daß R'_g und R'_e bei vorgeschriebenem R_L = 10 kOhm nicht übereinstimmen, d. h. R_L muß geändert werden:

Wir wählen $R_L = R'_a = 18\,800\ \Omega$ (optimale Anpassung auch am Ausgang) und erhalten:

$$R_e' = \frac{800 + 300 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}88 \cdot 10^4}{1 + 75 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}88 \cdot 10^4} = \frac{800 + 300 \cdot 1{,}88}{1 + 0{,}75 \cdot 1{,}88} = \underline{566}\ \Omega$$

Ferner ist:

$$\alpha' = \frac{h'_{21}}{1 + h'_{22} \cdot R_L} = \frac{50}{1 + 75 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}88 \cdot 10^4} = \underline{20{,}8}$$

$$\beta' = \frac{-h'_{21} \cdot R_L}{h'_{11} + \Delta \cdot R_L} = \frac{50 \cdot 1{,}88 \cdot 10^4}{800 + 300 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}88 \cdot 10^4} = \underline{690}$$

$$g'_N = \alpha' \cdot \beta' = 20{,}8 \cdot 690 \qquad = \underline{14300}$$

Andererseits ist auch nach Formel (6)

$$g'_N = \frac{2500 \cdot 1{,}88 \cdot 10^4}{565\,(1 + 0{,}75 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}83 \cdot 10^4)^2}$$

$$= \frac{4{,}42 \cdot 1{,}88 \cdot 10^4}{2{,}41^2} = \underline{14300}$$

Die Aufgabe war überbestimmt, sie ließ sich nur dann lösen, wenn R_L = 18,8 kOhm ist.

Da die Stromverstärkung h_{21} frequenzabhängig ist, dient die Grenzfrequenz zur Charakterisierung des Verhaltens eines Transistors bei hohen Frequenzen. Als Grenzfrequenz f_g bezeichnet man die Frequenz, bei der in Blockbasis-Schaltung die Stromverstärkung auf den Wert $\frac{1}{\sqrt{2}}$ = 0,707 gegenüber 1 kHz abgesunken ist. Der entsprechende Wert in der Emitterbasis-Schaltung läßt sich berechnen:

$$f_g' = f_g\,(1 + h_{21})$$

Für unser obiges Beispiel finden wir mit Hilfe von

$$h_{21} = \frac{-\,h_{21}'}{1 + h_{21}'} = \frac{-\,50}{1 + 50} = \underline{-\,0{,}98}$$

Dann ist $f_g = \frac{f_g'}{1 + h'_{21}} = \frac{10000}{0{,}02} = \underline{500\text{ kOhm}}$

Dieser Wert der Grenzfrequenz liegt im Vergleich zu den Angaben der Herstellerfirma etwas zu hoch. Allgemein läßt sich sagen, daß die Grenzfrequenz der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung niedriger als in der Blockschaltung ist. Es gilt annähernd das Verhältnis:

$$f_g : f_g' = \alpha : \alpha'$$

Die nachfolgende Tabelle enthält die Kenndaten einiger pnp-Ge-Flächentransistoren für gebräuchliche Gleichstromeinstellungen in Emitter-Schaltung (N = 25 mW)

	Valvo		WBN		
	OC 70	OC 71	OC 810	OC 811	
$U_c =$	−2	−2	−5	−5	(V)
$I_c =$	−0,5	−3	−1	−1	(mA)
h_{11}'	2200	800	800	1300	(Ω)
h_{12}'	9.10^{-4}	$5{,}4.10^{-4}$	$6{,}6.10^{-4}$	$9{,}8.10^{-4}$	(–)
h_{21}'	30	47	13	28	(–)
h_{22}'	$23{,}10^{-6}$	80.10^{-6}	22.10^{-6}	38.10^{-6}	(S)
$\Delta h'$	230.10^{-6}	380.10^{-4}	90.10^{-4}	220.10^{-4}	

Wegen ihrer fabrikatorisch bedingten Streubreite werden die Transistoren nach der Stromverstärkung h_{21} h gruppiert und mit deutlich unterscheidbaren Farbpunkten versehen.

20–30 rot   30–40 orange   40–50 gelb
50–60 grün   60–75 blau   70–100 violett
100–150 weiß

Vom VEB-Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow, wird der bisherige rote Punkt, der die Collectorseite der normalen NF-Transistoren kennzeichnet, durch einen größeren in der Kennfarbe der betreffenden Gruppe ersetzt. Submin-Transistoren tragen den farbigen Punkt oben auf der Kappe. Telefunken hat die gleiche Farbgruppierung.

Nicht alle Eigenschaften der Transistoren wurden bisher im Text geschildert, folgende wären noch hinzuzufügen.

Im allgemeinen kennzeichnen die Hersteller ihre Transistoren mit dem Rauschfaktor F bei 1 kHz und einer Bandbreite von 1 Hz. Die Rauschzahl F ist definiert als Verhältnis der Rauschleistung des Transistors und des vorgeschalteten Generatorwiderstandes R_g zur Rauschleistung des Widerstandes R_g allein. Die Rauschzahl hängt nicht von der Art der Schaltung, wohl aber vom Widerstand R_g ab. Während die spektrale Verteilung des Rauschens eines Widerstandes gleichmäßig erfolgt, ist der vom Transistor herrührende Rauschanteil frequenzabhängig. Die Rauscheigenschaften sind beim Flächentransistor besser als beim Spitzentransistor. Über die Maßnahmen zur Verbesserung der Grenzfrequenz wird im Abschnitt über „Spezielle Transistoren" (S. 76) berichtet.

Während bei der Röhre die drei Variablen: U_{ein}, U_{aus}, I_{aus} zur Festlegung des Arbeitspunktes ausreichen, kommt beim Transistor der I_{ein} dazu, weil hier Steuerleistung gebraucht wird. Der Wirkungsgrad kann beim Transistor bis zu 50 % betragen. Wie bei einer Röhre ermittelt man den Arbeitspunkt aus dem Kennlinienfeld. Mit der Wahl dieses Punktes ändert sich die Verstärkung und die Widerstände R_e und R_a je nach Schaltung zwischen 20 Ω und 1 M Ω. Ferner verursacht R_g und R_L eine Änderung von R_a und R_e als Folge des Einflusses der Spannungsrückwirkung h_{12}. Eine Kompensation dieser Rückwirkung ist in besonderen Schaltungen möglich. Die Temperaturabhängigkeit wird durch Stabilisierung des Collectorstromes abgeschwächt. Es besteht ferner eine starke Abhängigkeit von der Betriebsspannung, sowie eine große Streubreite der Transistor-Kenndaten, deren Stabilisierungsmaßnahmen auf den Seiten 79 bis 83 beschrieben werden.

An weiteren Eigenschaften des Transistors sind zu nennen: minimaler Eigenverbrauch an elektrischer Energie. Der geringe Dauerstrom der Vorstufentypen verursacht kaum eine Erwärmung durch Eigenverluste. Der Transistor ist klein und mechanisch unempfindlich. Er braucht keine besondere Gasfüllung, wohl aber ein dichtes Glasgehäuse, das üblicherweise getrocknete Luft enthält. Undichte Transistoren verändern sich schon durch geringste Einwirkung von Feuchtigkeit auf die Kristalloberfläche.

Spezielle Transistoren

Die Entwickler von Transistoren kennen keine Atempause. Neben den Arbeiten an den Fototransistoren erfordern zwei weitere Probleme den Einsatz von Physikern und Laboringenieuren. Es handelt sich hier einmal um die Erhöhung der Collector-Verlustleistung ($I_c \cdot U_{ec}$) für Leistungstransistoren und ferner um die Erweiterung des Frequenzbereiches nach immer kürzeren Wellenlängen.

Ein verstärkender Transistor muß lichtdicht verschlossen sein, da durch die Einwirkung von Licht- oder anderen Strahlen auf seine pn-Grenzschicht störende Ladungsträger frei werden. Andererseits läßt sich dieser innere Fotoeffekt an einen pn-Übergang

eines sog. Fototransistors, dessen Collectorstrom zur direkten Betätigung eines Relais ausreicht, ausnutzen. Die maximale Lichtempfindlichkeit des Germanium-Fotoelementes liegt im Infraroten bei 1500 mμ Wellenlänge.

Im wesentlichen sind es spezielle technologische Schwierigkeiten, die bei der Fertigung von niederfrequenten Leistungstransistoren bestehen. Hierzu kommt noch, daß ein gesicherter Betrieb von Transistoren bis zu 6 Watt Leistung nur durch besondere Maßnahmen der Kühlung aufrechterhalten werden kann, denn jede innere Temperaturerhöhung begrenzt mit Rücksicht auf die veränderte Leitfähigkeit die Höhe der umgesetzten Leistung. Aus diesem Grunde verlötet man den Collector direkt mit dem Transistorgehäuse, das unmittelbar am Chassis festgeschraubt wird.

Die Erhöhung der Grenzfrequenz bis auf 100 bis 500 MHz führt zu den speziellen Ausführungen der HF-Transistoren (auch UKW-Transistoren), für deren Herstellung es viele Möglichkeiten gibt.

1. Beim Oberflächen-Sperrschicht-Transistor werden in einem Ge-Block von beiden Seiten bis auf einen 10 μ breiten Abstand zwei Mulden elektrolytisch eingeätzt, in welche die eigentlichen 2,5 μ starken Oberflächen-Sperrschichten beiderseits einlegiert oder hineindiffundiert werden. Hier vollzieht sich die verstärkende Wirkung unter der Mithilfe eines Oberflächeneffektes, d. h. einer merklichen Veränderung der Energiebänder an der Oberfläche des Germaniumkristalls.

2. Die Transistortetrode enthält außer den ursprünglich vorhandenen drei Elektroden eine weitere Elektrode am Block, deren Potential die Strombahnen in der Nähe des Blockanschlusses zusammendrängt, wodurch sich der effektive Querschnitt und der Blockwiderstand verkleinert.

3. Beim Diffusionstransistor werden die nahe an der Oberfläche gelegenen pn-Übergänge nach dem Diffusionsverfahren hergestellt. Dies geschieht dadurch, daß man in einen Vakuum-Ofen entsprechend dotiertes Störstellenmaterial verdampft, das sich auf dem Kristall niederschlägt und sodann

in diesen hineindiffundiert. Dieser Diffusionsprozeß vollzieht sich im gasförmigen Zustand, wodurch eine genaue Messung und Einhaltung einer bestimmten Schichtdicke möglich ist.

Ferner wirkt sich der Diffusionsvorgang auf die Eigenschaften des Transistors insofern vorteilhaft aus, weil sich im Block ein Konzentrationsgefälle der Störstellen bildet. Das dadurch vom Emitter zum Collector als abnehmend oder zunehmend entstehende Strömungsfeld (Drift-Feld) beschleunigt die Stromträger und verkürzt ihre Laufzeit.

4. In dem Zwischenschicht-Transistor werden die Zonen nach der Art pnip oder npin angeordnet. Zwischen Block und Collector liegt eine dünne i-Schicht aus „intrinsic"-(innerlich leitend oder eigenleitend) Germanium, an der jetzt der größte Teil der Sperrspannung abfällt und somit für die dünne Sperrschicht keine Gefahr der Überlastung mehr besteht.

5. Der Feld-Transistor oder Feldsteuertransistor arbeitet als Unipolar-Typ (s. S. 42 und 43) nur mit einer Art von Ladungsträgern. Er wurde so gestaltet, daß hier außer der Diffusion eine Drift – d. h. Strömung – in einem elektrischen Feld vorhanden ist. Sie verkürzt die Laufzeit der Ladungsträger, so daß auch Hochfrequenzströme verstärkt werden können. Vorteilhaft wirkt sich bei diesem Typ der hohe Eingangs- und Ausgangswiderstand aus.

6. Beim Spacistor wird der Collector-Strom durch Feldänderung in einem Raumladungsgebiet gesteuert. Ein starkes elektrisches Feld erzeugt um die Sperrschicht zwischen Block und Collector (200 Volt) ein Raumladungsgebiet, in das Elektronen injiziert werden. Als Halbleitermaterial ist neben Germanium auch Silizium und Siliziumkarbid geeignet, mit denen der Spacistor mehrere 100° C aushält.

Dieser Einblick in die Entwicklungsergebnisse zeigt, wie intensiv und erfolgreich in den Laboratorien an den Transistoren gearbeitet wird und daß wahrscheinlich in der nächsten Zeit die Kristall-Verstärkertechnik mit neuen Überraschungen aufwarten wird.

Transistor-Schaltungen

Wir haben verstehen gelernt, wie wichtig eine Stabilisierung des in eine Schaltung eingebauten Transistors ist und werden jetzt sehen, wie sich diese Stabilisierungen schaltungsmäßig realisieren lassen. Es gibt eine statische und eine dynamische Stabilisierung.

Statische Stabilisierung

Hiermit wird der Einfluß von Temperaturschwankungen abgeschwächt, die ohne besondere Gegenmaßnahmen die Lage des Arbeitspunktes verändern würden. Durch Temperaturerhöhung im Kristall kann die Verlustleistung laufend bis zur völligen Unbrauchbarkeit des Transistors ansteigen. Bei der Berechnung einer Transistor-Verstärkerstufe legt man den Arbeitspunkt aus geforderten technischen Gründen an eine bestimmte Stelle, für die die h-Parameter bekannt sind. Verlangt jedoch eine andere Aufgabenstellung die Wahl eines anderen Arbeitspunktes, so müssen die ursprünglichen h-Parameter umgerechnet werden, weil die statischen Kennlinien der Transistoren gekrümmt sind. Die Umrechnung geschieht mit Hilfe eines Faktors, den man als Verhältniswert aus der jeweiligen Änderung des Collectorstromes mit der Collectorspannung ermittelt. Diese Parameter hängen auch von der Temperatur ab, und zwar sind die h'-Parameter stärker temperaturabhängig als die h-Parameter. Infolge dieses Temperatureinflusses tritt eine Kennlinienverschiebung ein, die derjenigen bei der Röhre durch die Wirkung der Anodenspannung entspricht. Hier hat man den Begriff des Temperaturdurchgriffs D_t geschaffen. Er lautet:

$$D_T = \frac{\Delta U_{eb}}{\Delta T}$$

und hat etwa den Wert 2,5 $\frac{mV}{Grad\ (C)}$. Um die Lage des

Arbeitspunktes zu festigen, erhält die Emitter-Leitung einen mit einem Kondensator überbrückten Widerstand R_E, der dem Katodenwiderstand bei der Röhre entspricht.

Beim pnp-Transistor nimmt eine Collectorspannung von –0,5 V bereits den gesamten Collectorstrom auf. Für den Betrieb von Eingangsstufen genügen also –1 V, und bei Leistungsstufen von einigen mW –2 bis –4 V Collectorspannung. Der Transistorarbeitspunkt liegt auf der gleichen Seite wie die Collectorspannung, so daß die Vorspannung für den Block an einem Abgriff der Elektrobatterie abgenommen werden muß (s. Bild 36). Ein Spannungsteiler, der z. B. bei der Röhre die Schirmgitterspannung festlegt, kann ebenfalls zur Konstanthaltung des Blockpotentials eingesetzt werden (s. Bild 37). Der Teilerstrom wird zweckmäßigerweise etwa 1- bis 2mal so groß gewählt wie der Blockspitzenstrom für Vollaussteuerung.

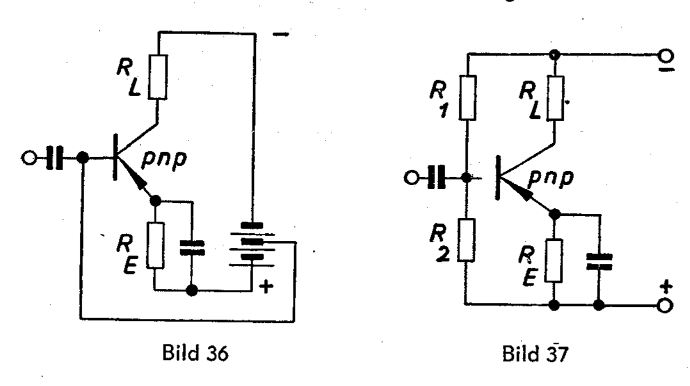


Bild 36 Bild 37

Je größer der Emitter-Widerstand R_E gewählt wird, desto wirksamer arbeitet die Schaltung. Allerdings geht ein Teil der effektiven Collectorspannung durch den Spannungsabfall an diesem Widerstand verloren. Dies läßt sich durch eine erhöhte Batteriespannung ausgleichen. Meistens genügt ein Spannungsabfall von 1 V am Emitterwiderstand R_E, so daß dieser 1 kOhm für 1 mA Strom beträgt. R_E beseitigt hauptsächlich innere Veränderungen der Kristalltemperatur. Um zugleich den äußeren Temperatureinfluß aufzufangen, wird der Widerstand

R_2 der Schaltung auf Bild 37 gegen einen Heißleiter mit negativen Temperatur-Koeffizienten (NTC) ausgetauscht. Dadurch bleibt I_c in einem bestimmten Temperaturbereich temperaturunabhängig. Eine weitere interessante Möglichkeit der Stabilisierung bringt eine Gegenkopplung zwischen Block und Collector in der Weise, daß der Widerstand R_1 des Spannungsteilers auf Bild 37 nicht an den Minuspol der Batterie, sondern an den Collector angelötet wird (siehe Bild 38). Fehlt der Widerstand R_2 auf Bild 37, so erfolgt die Einstellung nicht mehr über einen Spannungsteiler, sondern hier wird ein Blockstrom ohne Temperaturgang durch den Widerstand R_2 aufgedrückt. Der Eingangswiderstand steigt dadurch an.

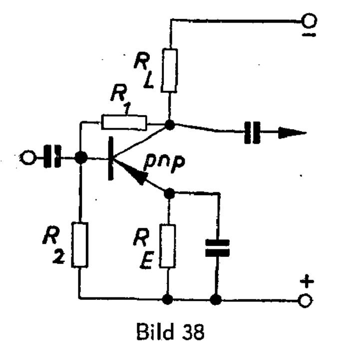


Bild 38

Dynamische Stabilisierung

Ein statisch stabilisierter Transistor besitzt im Ruhezustand einen fest eingestellten Arbeitspunkt, der sich durch Temperatureinflüsse nicht ändert. Verständlicherweise interessiert der dynamische Fall des Transistors viel mehr, d. h.: Wie verhindert man die Veränderung seiner dynamischen Kenndaten bei vollem Betrieb? *Hier hilft zur dynamischen Stabilisierung die dynamische Gegenkopplung*, welche die linearen und nichtlinearen Verzerrungen (Frequenzgang und Klirrfaktor) als auch die unvermeidlichen Exemplarstreuungen der Transistoren vermindert, damit eine Änderung ihrer Parameter auf den Verstärkungsgrad wenig ausmacht. Mit Hilfe von dynamischen Gegenkopplungen kann man vom Ausgang eines Verstärkers auf dessen *Eingang in entgegengesetzter Phasenlage durch einen Strom* oder eine Spannung einwirken. Beide setzen die Verstärkung herab und verändern den inneren Widerstand R_i . Auf Bild 39 und 40 fehlt der Parallelkondensator zu dem Emitterwiderstand R_E, so daß eine Stromgegenkopplung infolge des Span-

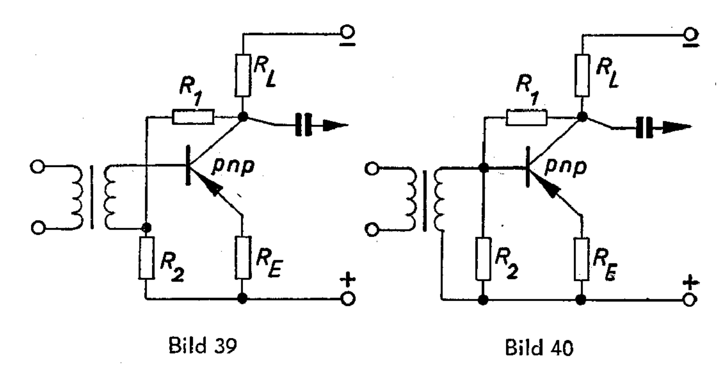


Bild 39 Bild 40

nungsabfalles u_g an dem R_E entsteht. ($R_E \ll R_L$). Hierdurch tritt eine Verstärkungsminderung ein, die sich bei der Röhre mit deren neuen Steilheit S' rechnerisch erfassen läßt, wobei bekanntlich für Pentoden die Beziehung $S' = \frac{S}{1 + S \cdot R_k}$ gilt.

Für den Transistor werden die Parameter der h-Matrix als Kenndaten verwandt. Wenn der nicht überbrückte Teil oder der ganze R_E ohne Kondensator einen Ohmschen Widerstand bildet, rechnet man anstatt mit den alten h-Werten mit den neuen H_{11} H_{12}, H_{21}, H_{22} in großen Buchstaben, jedoch für alle 3 Grundschaltungen mit den zugehörigen Parametern. Die neuen H_{xy} -Kenndaten findet man mit den Formeln:

$$H_{11} = \frac{h_{11} + (1 + h_{21}) \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \qquad H_{12} = \frac{h_{12} + h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E}$$

$$H_{21} = \frac{h_{21} - h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \qquad H_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_E}$$

$$\Delta_H = h_{22} \cdot R_E + \frac{\Delta_h + h_{12} \cdot h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E}$$

Für die Spannungsgegenkopplung wird die u an dem hochohmigen Spannungsteiler R_1 und R_2 abgegriffen. Beide Schaltungen unterscheiden sich nur darin, daß bei der Reihen-

Spannungsgegenkopplung auf Bild 39 die u_g in Reihe mit der Eingangsspannung liegt, während bei der Parallel-Spannungsgegenkopplung auf Bild 40 parallel in den Eingangskreis eingekoppelt wird ($R_1 + R_2 \gg R_L$). Um eine ausreichende Stabilisierung zu erhalten, wird ein großer Emitterwiderstand R_E eingesetzt. Der damit infolge Strom-Gegenkopplung entstehende Verstärkungsverlust ist manchmal nicht erwünscht, so daß R_E durch einen Kondensator überbrückt werden muß (siehe Bild 37). Der zur Überbrückung des Katodenwiderstandes einer Röhre allgemein bekannte Niedervolt-Aluminium-Elektrolyt-Kondensator kann hier wegen seines hohen Verlustwiderstandes nicht mit Erfolg eingesetzt werden. Seine Scheinwiderstandsverluste betragen 20–40 Ohm und sind stark temperaturabhängig, so daß man die mit dem Emitterwiderstand erstrebte Konstanz bei Temperaturänderungen nicht halten kann. Eine solche Einbuße an Verstärkung tritt beim Tantalkondensator mit seinem niedrigen Reststrom, hohen Innenwiderstand, niedrigen Verlustfaktor und seiner guten Temperaturkonstanz nicht auf. Um die Verlustwiderstände und die durch die Stabilisierung bedingte Stromgegenkopplung auch bei Verwendung von Alu-Elkos auszuschalten, werden diese – wie die Bilder 41 und 42 zeigen – unter Verwendung eines Eingangübertragers in Reihe mit dem Emitterwiderstand R_3 geschaltet. Sein relativ kleiner Wert von 50 bis 100 Ohm genügt noch

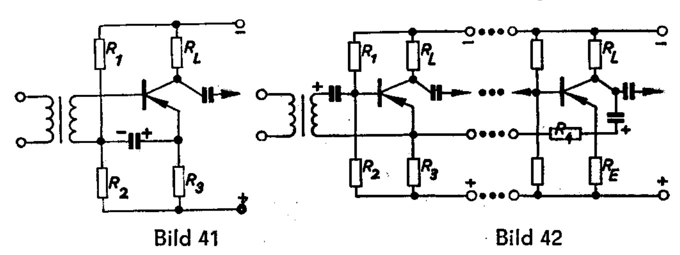


Bild 41 Bild 42

zur Stabilisierung des Arbeitspunktes. Der Eingangsübertrager hängt wechselstrommäßig direkt am Block und am Emitter. Eine Stromgegenkopplung entsteht nur am Emitter-Widerstand R_E, während die vorhandene Spannungsgegenkopplung mit R_4 und R_3 über beide Stufen reicht.

Komplementäre Transistoren

Hierunter versteht man solche Transistoren mit entgegengesetzter Schichtfolge. Die ungleiche Polarität der Gleichspannungen bzw. -ströme komplementärer Transistoren gestattet den Entwurf neuartiger und interessanter, mit Röhren nicht zu verwirklichende Schaltungen.

Ein zweistufiger Verstärker nach Bild 43 wird wesentlich ver-

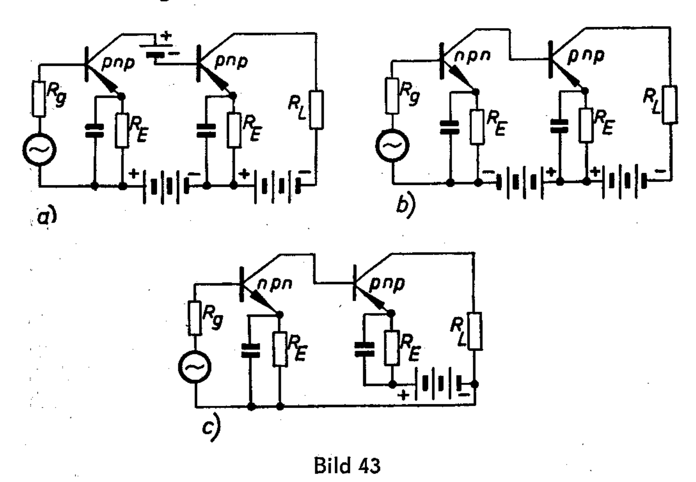


Bild 43

einfacht, wenn man in der dargestellten Weise zwischen zueinander komplementären Transistoren abwechselt. Es entfällt hier die Batterie zwischen dem ersten Collector und dem zweiten Block und eine der beiden anderen Stromquellen, weil diese sich wegen ihrer Gegenreihenschaltung und gleicher Größe vereinigen lassen. Neuerdings werden einzelne, gleichartige und auch komplementäre Transistoren zu einer kompakten Einheit in einem kleinen Gehäuse zusammengefaßt. Sie heißen Verbund- oder Zwillingstransistoren.

Komplementäre Transistoren ergeben in einer Gegenaktstufe hohe Übertragungsgüten, da jetzt zur Phasenumkehr kein Gegentakteingangsübertrager oder keine Vorstufe notwendig

ist. Es vereinfacht sich ferner die Zuführung der Gleichströme. Man benötigt außer der in der Mitte geteilten Batterie auch am Ausgang keinen Differentialübertrager. Als Lastwiderstand R_L kann ein 500 Ohm-Lautsprecher direkt angeschlossen werden. In der Gegentaktschaltung mit komplementären Transistoren auf Bild 44 (n. Dosse) fließen die Wechselströme in Pfeilrichtung. Leider lassen sich zwei zueinander passende

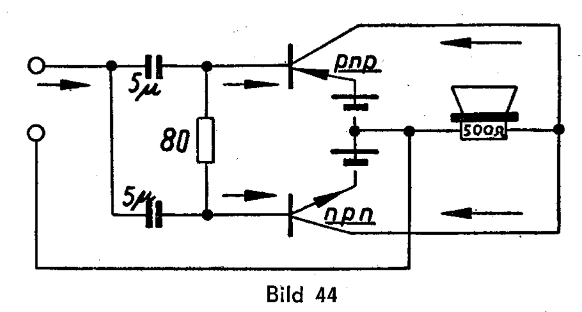


Bild 44

komplementäre Transistoren schwer finden, da sie meistens nicht nach dem gleichen Verfahren hergestellt werden. Ihre Kenndaten müssen nicht nur übereinstimmen, sondern auch bei veränderter Temperatur erhalten bleiben.

Schaltungsbeispiele

In den bisherigen Ausführungen wurden die Stabilisierungsfragen der Transistoren behandelt und grundlegende Schaltungen, auch für spezielle Zwecke, gezeigt, die dieses Problem lösen. Zur Vertiefung in die schaltungstechnischen Möglichkeiten der Transistoren sind im folgenden einige ausgewählte Schaltungsbeispiele zusammengestellt. Sie sollen zu eigenem Experimentieren anregen, insbesondere, da viele Schaltungen lediglich aus einigen Transistoren, Widerständen und Kondensatoren bestehen und deshalb auch von Amateuren ohne Erfahrung mit Transistoren verhältnismäßig leicht nachgebaut werden können.

Verstärker

Im kommerziellen Nachrichtendienst – vor allem beim Fernsprechen – benutzt man heute fast ausschließlich Vielfach-

Trägerfrequenz-Systeme für über 100 Teilnehmer (V 120 – Anlage). Am Ende eines jeden Kanals hebt der Kanalverstärker ein Frequenzband von 300 bis 3400 Hz auf den Pegel der

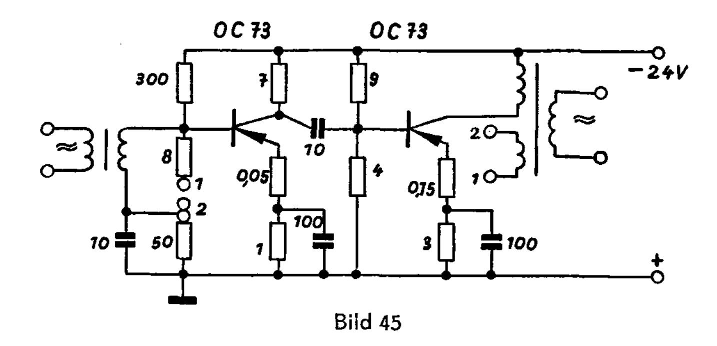


Bild 45

Zweidrahtleitungen. Bild 45 (n. Taeger) zeigt einen zweistufigen Transistor-Kanalverstärker mit einer Spannungs-Gegenkopplung über beide Stufen vom Ausgangsübertrager zum Eingangskreis und mit je einer Strom-Gegenkopplung in der Emitterleitung (50 Ohm und 150 Ohm) jeder Stufe. Sobald die Fertigungstoleranzen des Transistors eingeengt sind und die Zuverlässigkeit dieses Verstärker-Elementes durch längere Betriebserfahrungen bewiesen ist, wird er in größerem Umfang bei der Post eingesetzt werden können. Durch den Fortfall der

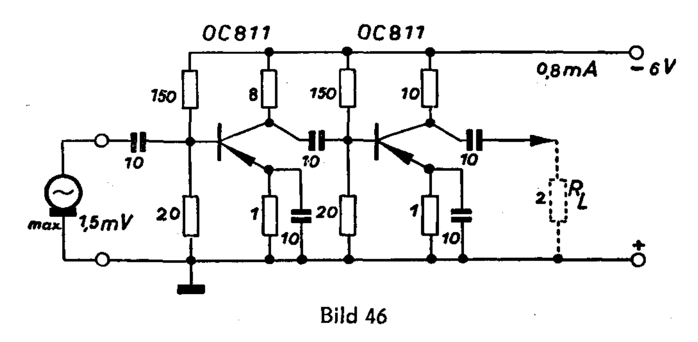


Bild 46

Röhren spart man ihre Heiz-Leistung, und der Gewinn an Bauraum verkleinert das Kanalumsetzer-Gestell.

Die Einsparung von Raum und Energie ist bei Hörhilfen besonders wichtig, so daß sich hier der Transistor sehr schnell verbreiten konnte. Der Hörhilfe-Verstärker mit zwei OC 811 auf Bild 46 läßt sich auch für Mikrofon-Übertragung verwenden. Seine Leistungsverstärkung von 37 dB reicht für Schwerhörigengeräte manchmal nicht aus. Hier sind besser 3 bis 4 Stufen notwendig, um auf 80 dB zu kommen. Neuerdings hat man alle Teile für eine Hörhilfe in einer „Hörbrille", d. h. in den vergrößerten Brillenbügel untergebracht. Um die Brille bei Reparaturen am Hörteil zum Sehen weiter benutzen zu können, entstand ein sehr kleines Gerät im Format einer Füllhalterkappe mit Subminiaturtransistoren, das an den Brillenbügel angesteckt wird. Eine geschmackvoll geformte Variante kann man als Haarspange oder Krawattenhalter tragen. – Der Drang nach Bedienungskomfort und Verringerung des Aufwandes ließ einen in den Tonarm eines Plattenspielers eingebauten dreistufigen Transistor-Verstärker entstehen. Die Verwendung von Transistoren in den Magnettongeräten wirkt sich insofern vorteilhaft aus, weil dann die Anheizzeit der Röhren entfällt und das Gerät zur sofortigen Aufnahme einer interessanten Sendung immer startklar bereitsteht. Ein Tastendruck genügt. – Auch die Tonfilmtechnik bedient sich der Transistoren. Zu dem Amateur-Filmprojektor „Movilux 8 B" von Zeiss-Ikon gibt es jetzt das Tonbandgerät „Moviphon B", das einen kombinierten Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker mit drei Transistoren enthält. Der HF-Generator besitzt zwei im Gegentakt geschaltete Transistoren.

Als weiteres Beispiel diene ein einfacher NF-Verstärker mit drei Transistoren OC 71 (Valvo) auf Bild 47 (n. Taeger).

Die Stabilisierung des Arbeitspunktes erfolgt durch einen aufgedrückten Blockstrom über einen 100 kOhm-Widerstand, der in der 1. und 2. Stufe am Collector angeschlossen ist und hier zusätzlich dynamisch gegenkoppelt.

Schwinger und Schalter

Mit Transistoren lassen sich auch Schwingschaltungen aufbauen, wenn in dem Schwingfrequenzbereich eine fallende Tendenz

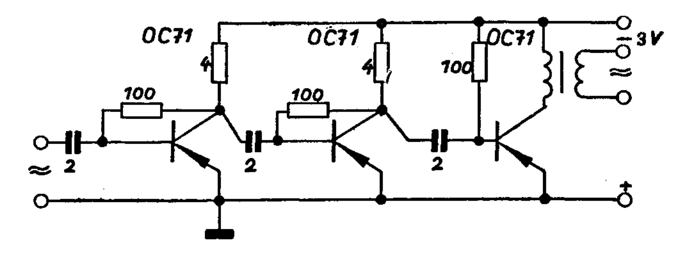


Bild 47

ihrer Kennlinien besteht, d. h. der Transistor sich in diesem Bereich wie ein negativer dynamischer Widerstand verhält, mit dem die Verluste des Schwingkreises kompensiert werden. Günstige Bedingungen für das Anschwingen liegen vor, wenn der Stromverstärkungsfaktor größer als 1 ist. Ferner müssen für den Schwinger noch einige andere Forderungen in bezug auf den Frequenzbereich, die Steuerleistung, Mitkopplung, Phasenumkehr und Stabilität erfüllt sein. Nicht jeder Transistortyp eignet sich für alle Frequenzen. Um eine ausreichende Mitkopplung zu erzielen, wird der zum Emitter rückgeführte Strom häufig über die Schwingkreisspule (mit Anzapfung) herauftransformiert. Oftmals ist ein zweiter Transistor zur Stromverstärkung und Phasenumkehr erforderlich. In der sehr einfachen und interessanten Generatorschaltung nach Bild 48 (n. Taeger) wird vom Collector der 3. Stufe (verstärkend) über den 20 kOhm-Widerstand in den Block der 1. Stufe (verstärkend) mitgekop-

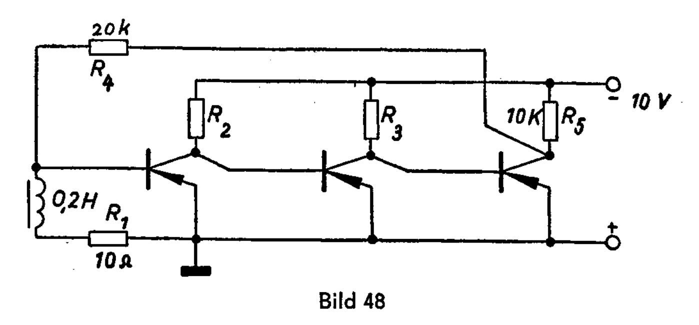


Bild 48

pelt, während die mittlere Stufe schwingt. Reine Sinus-Schwingungen entstehen, wenn die Widerstände R_2 und R_3 ungefähr 100 Ohm betragen. Mit kleineren Widerstandswerten entarten die Schwingungsformen zu Sägezahn-, Rechteck- oder Nadelimpulsen. Auch für andere Arten von Generatoren der Impulstechnik ist der Einsatz von Transistoren unbegrenzt, z. B. in den Multivibratoren (Flip-Flop) für Rechen- und Zählgeräte sowie Frequenzuntersetzern. Es gibt spezielle Transistoren, die sich besonders gut in der Industrie-Elektronik f ü r S c h a l t a u f g a b e n zum schnellen Öffnen und Schließen von Kontakten eignen.

Die Fernsprechtechnik beginnt jetzt, die Gespräche mit Hilfe des Flächentransistors elektronisch zu vermitteln. Exakte Schaltvorgänge sind deshalb möglich, weil der Widerstand zwischen Emitter und Collector im Durchlaßbereich sehr niedrig und im Sperrbereich sehr hoch ist.

Hohe Anforderungen an die Frequenzkonstanz eines Oszillators werden durch quarzgesteuerte Transistoren erfüllt. Der 100 kHz-Quarz sitzt als π-Glied in einer Parallelresonanzschaltung, wie Bild 49 zeigt. Eine gute Gleichstromstabilität des

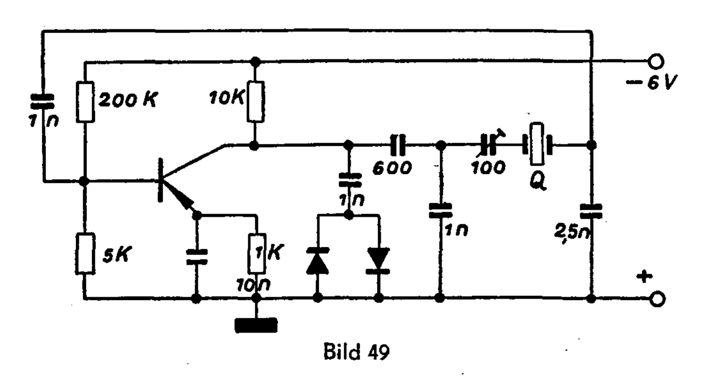


Bild 49

Transistors gegenüber Exemplarstreuungen und Temperaturschwankungen gewährleisten in der bekannten Weise die Reihenwiderstände von 200 kOhm und 5 kOhm, sowie den Emitter-

widerstand von 1 kOhm. Das π-Glied ist lose an dem Transistor über 600 pF angekoppelt. Die vorhandene Amplitudenbegrenzung verhindert eine Überlastung des Quarzes.

Rundfunkgeräte

Durch die sensationellen Berichte der Tagespresse über das „Radio ohne Röhren" mit kleinsten Ausmaßen wurde der Transistor überhaupt erst breiten Bevölkerungskreisen bekannt. Damals lagen erst einige Versuchsmuster solcher Geräte vor. Ihre automatische Regelung und Neutralisation stellten den Laboratorien schwierige Probleme. Eines davon, die richtige Neutralisation, arbeitet dann wirkungsvoll, wenn bei ausreichender Verstärkung und Selektivität keine Schwingneigung auftritt. Während eine Elektronenröhre zur Steuerung nur Spannung braucht, benötigt ein Transistor hierzu eine Leistung. Dies bezieht sich auch auf die automatische Regelung. Der Demodulatorkreis – mit Germaniumdiode – muß so bemessen sein, daß er die zur Regelung erforderliche Gleichstromleistung ohne Schaden abgibt. Der Regelstrom tritt mit dem Eingangssignal in den Block des zu regelnden Transistors ein, beeinflußt den Emitterstrom und damit auch den Collectorstrom. Von seiner Veränderung, die man auf zweierlei Art bewirken kann, hängt der Verstärkungsgrad ab. Er sinkt entweder durch Verminderung der Collectorspannung oder des Emitterstromes. Mit einer *positiven* Regelspannung steigt I_E und I_C, so daß sich der Spannungsabfall an $R_L \gg 10$ kOhm erhöht und die wirksame Collectorspannung sowie die Verstärkung sinkt. Der gleiche Verstärkungsrückgang tritt auch bei *negativ* gerichteter Regelspannung auf, wenn der reelle Anteil des Lastwiderstandes R_L nur einige kOhm beträgt, weil R_L anderenfalls die Regelwirkung wieder aufheben würde. – Der Regelstrom kann auch über einen Spannungsteiler in die Emitterleistung eingespeist werden. Mit vermindertem Collectorstrom steigt der Widerstand am Eingang und Ausgang, während die Kapazität abnimmt. Dies wirkt sich als Frequenzabweichung der Abstimmung und Bandbreitenverkleinerung im heruntergeregelten Zustand störend bei dem Empfang eines starken Ortssenders aus. Hier wäre gerade eine größere Bandbreite erwünscht. Auch reicht die Regelung über eine Stufe bei wei-

tem nicht aus, sie verhindert jedoch Übersteuerungen durch einen starken Rundfunksender. Als Beispiel industrieller Schaltungstechnik betrachten wir den zweistufigen ZF-Verstärker eines Koffersupers auf Bild 50. Der Kondensator von 10 pF in jeder Stufe dient zu deren Neutralisation. Für Schwundausgleich ist gesorgt. Der Collectorstrom der geregelten Stufe geht bei schwachen Signalen von 500 μA auf 10 μA zurück.

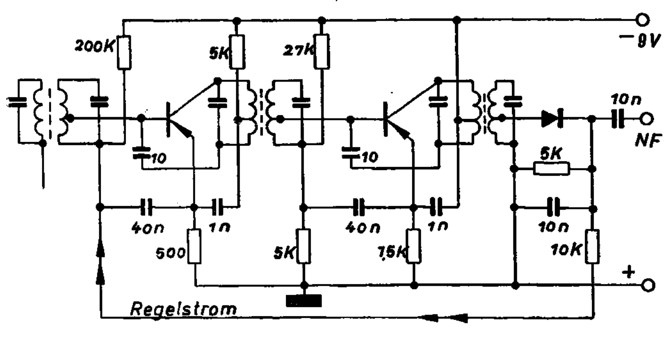


Bild 50

Beim Aufbau von Transistorschaltungen für die verschiedensten Funktionen bestehen heute keine technischen Bedenken mehr, da die Anlaufschwierigkeiten überwunden sind und bereits ausreichende industrielle Erfahrungen vorliegen. Unter Beachtung der erwähnten Transistor-Eigenschaften und bei gesicherter Beschaffung der erforderlichen Kleinst-Bauteile lassen sich räumlich kleine, hochverstärkende Geräte bauen, die hinsichtlich ihrer Stromversorgung ökonomischer als Röhrenverstärker arbeiten. Funkwellen-Empfänger und -sender sowie Niederfrequenz-Verstärker für alle Zwecke werden auch in der Transistor-Epoche hauptsächlich im Bauprogramm der Amateure stehen. Für ihre Belange gelte folgender Hinweis: Zunächst erprobt der Anfänger seine Experimentierkunst an einem Einkreiser mit einer Kristall-Diode als Demodulator und verbindet diesen dann mit einem passenden ein- oder zweistufigen NF-Transistor-Verstärker. Später versuche es der Amateur einmal

mit einer Audion-Schaltung, bis er sich schließlich den Bau eines Superhets mit HF-Transistoren zutraut. Hilfestellung zu dieser Arbeit leisten die Fachzeitschriften mit vielen Schaltbildern und Hinweisen.

Literaturhinweise

1. Dosse, J.:
   Der Transistor, ein neues Verstärkerelement.
   Verlag Oldenbourg, München 1957.
2. Falter, M.:
   Dioden- und Transistortechnik.
   VEB Verlag Technik, Berlin 1958.
3. Fischer, H.-J.:
   Amateurfunk, 2. Auflage.
   Verlag Sport und Technik, Neuenhagen 1958.
4. Klose, W. D.:
   Determinanten und Matrizen und ihre Anwendung in der Elektrotechnik.
   VEB Verlag Technik, Berlin 1952.
5. Kretzer, K.:
   Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, 4. Bd., S. 82–142.
   Radio-Foto-Kino-Technik, Berlin 1957.
6. Richter, H.:
   Transistor-Praxis.
   Frankh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1956.
7. Rost, R.:
   Kristallodentechnik.
   Ernst & Sohn, Berlin 1954.
8. Schottky, W.:
   Halbleiterprobleme.
   Vieweg, Braunschweig 1954.
9. Spenke, E.:
   Elektronische Halbleiter.
   Springer, Berlin 1955.

10. Strutt, M. J. O.:
Transistoren.
Hirzel, Zürich 1954.

11. Taeger, W.:
Transistoren-Taschenbuch.
Schiele & Schön, Berlin 1957.

12. Kristalldioden- und Transistoren-Taschentabelle.
Francis-Verlag, München 1957.

13. Zeitschrift: „Radio und Fernsehen."
Verlag „Die Wirtschaft", Berlin.

14. Zeitschrift: „funkamateur."
Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin.

1,90